Ferdinand Jacobs

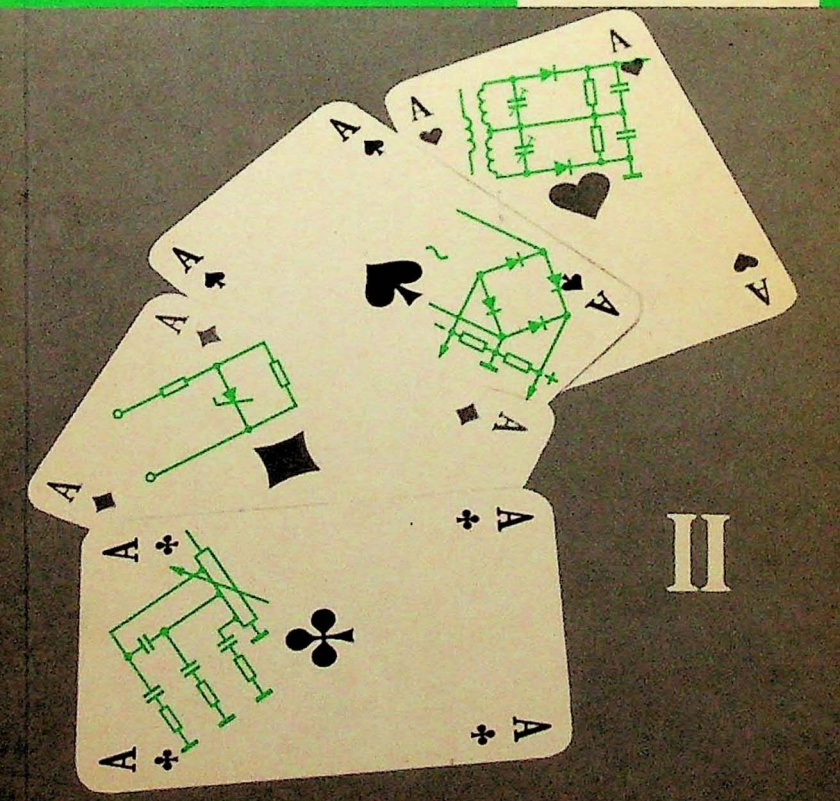
Lehrgang Radiotechnik

Band II

RPB

Radio-Praktiker-Bücherei

24/25a



FRANZIS

RPB Radio-Praktiker-Bücherei Titelverzeichnis

Jeder Einfach-Band umfaßt etwa 60–70 Seiten, enthält bis zu 70 Bilder und Tabellen. Mehrfach-Bände entsprechend. Die Nummer vor dem Titel ist die Bestell-Nummer. Preisänderungen und Liefermöglichkeiten vorbehalten.

1 Endröhren und Endstufen-Transistoren und ihre Schaltungen (Sutaner). 3. Aufl. DM 2.90.

3/5 UKW-FM-Rundfunk-Praktikum (Mende). 6. Aufl. DM 7.90.

6 Antennen für Rundfunk- und Fernseh-Empfang (Mende). 12. Aufl. DM 2.90.

7/8 Niederfrequenz-Verstärker mit Röhren und Transistoren (Kühne). 13. Aufl. DM 5.60.

9/10 Tonbandgeräte-Praxis (Junghans). 10. Aufl. DM 5.60.

11/12 Mono-, Stereo- und Transistor-Mikrofone (Kühne). 8. Aufl. DM 5.60.

13 Schliche und Kniffe für Radiopraktiker, Teil I (Kühne). 9. Aufl. DM 2.90.

14 Wellen und Frequenzen für Rundfunk und Fernsehen (Büscher). 4. Aufl. DM 2.90.

Widerstandskunde für Radio-Praktiker (Hoffmeister). 6. Aufl. DM 2.90.

/19 Radio-Röhren (Mende). 3. Aufl. DM 5.60.

20. Methodische Fehlersuche in Rundfunkempfängern (Renardy). 11. Aufl. DM 2.90.

21/21a Funktechniker lernen Formelrechnen (Kunze). 7. Aufl. DM 5.60.

22/23a Lehrgang Radiotechnik Band I (Jacobs). 11. Aufl. DM 7.90.

24/25a dsgl., Band II (Jacobs). 7. Aufl. DM 7.90.

26 Meß- und Schaltungspraxis für Heimton und Studio (Kühne). 4. Auflage. DM 2.90.

27/27a Rundfunkempfang mit Transistoren und Detektoren (Mende). 12. Aufl. DM 5.60.

28/28b Glimmröhren und Kaltkatoden-Relaisröhren (Herrnkind). 5. Auflage. DM 7.90.

29/30 Kleines ABC der Elektroakustik (Büscher). 5. Aufl. DM 5.60.

31/32 Sender-Baubuch für Kurzwellen-Amateure I. Teil (Steinhauser). 10. Aufl. DM 5.60.

33/35 Dioden-, Röhren und Transistor-voltmeter (Limann). 7. Aufl. DM 7.90.

37/38 Fehlersuche durch Signalverfolgung und Signalzuführung (Renardy). 5. Aufl. DM 5.60.

41/41a Kurzwellen- und UKW-Empfänger für Amateure Band 1. Geradeausempfänger und Standardsuper (Diefenbach). 11. Aufl. DM 5.60.

42/42b dsgl., Band 2. Spitzensuper und Transistorempfänger (Diefenbach). DM 7.90.

43 Musikübertragungs-Anlage (Kühne). 5. Aufl. DM 2.90.

44 Kurzwellen-Amateurantennen (Diefenbach). 7. Aufl. DM 2.90.

45/46 UKW-Sender- und Empfänger-Baubuch für Amateure (Steinhauser). 7. Aufl. DM 5.60.

48 Kleines Praktikum der Gegenkopplung (Mende). 5. Aufl. DM 2.90, in Vorb.

50 Praktischer Antennenbau (Mende). 12. Aufl. DM 2.90.

52/54d Fernsehempfangstechnik (Koubek). 1. Aufl. DM 18.30.

55/56a Fernsehtechnik von A bis Z (Conrad). 5. Aufl. DM 7.90.

57 Tönende Schrift (Kluth). 2. Aufl. DM 1.90.

58 Morselehrgang (Diefenbach). 8. Aufl. DM 2.90.

59 Funk-Entstörungs-Praxis (Mende). 4. Aufl. DM 2.90.

60 Die Widerstand-Kondensator-Schaltung. Einführung in die RC-Schaltungstechnik (Schneider). 6. Aufl. DM 2.90.

62/62a Englisch für Radio-Praktiker (Stellrecht/Miram). 4. Aufl. DM 5.60.

66/67 Sender-Baubuch für Kurzwellen-Amateure II. Teil (Steinhauser). 5. Aufl. DM 5.60.

68/70 Formelsammlung für den Radio-Praktiker (Rose). 10. Aufl. DM 7.90.

71 Bastelpraxis Band I. Allgemeine Arbeitspraxis (Diefenbach). 7. Auflage. DM 2.90.

72/73 Drahtlose Fernsteuerung von Flugmodellen (Schultheiss). 5. Aufl. DM 5.60.

74 Einkreis-Empfänger mit Röhren und Transistoren (Sutaner). 6. Aufl. DM 2.90.

Lehrgang Radiotechnik

Von

FERDINAND JACOBS

Band II

Mit 138 Bildern

7., überarbeitete Auflage

FRANZIS-VERLAG MÜNCHEN

Nr. 24/25a der RADIO-PRAKTIKER-BÜCHEREI

Cellu-Band

Der 1. Teil des „Lehrgang Radiotechnik" (Nr. 22/23a der RADIO-PRAKTIKER-BÜCHEREI) enthält die 1. bis 18. Stunde und behandelt u. a. Modulation, Demodulation und einfachste Empfangsschaltungen, Wellen und Wellenbereiche, Gleichrichtung mit Halbleitern und Röhren, Halbleitermaterial, Verstärkerröhren und Grundlagen aller Verstärkerschaltungen, Transistoren im Aufbau und im Vergleich mit Röhren, Rückkopplung, Schwingungserzeugung und Neutralisation.

1971

Franzis-Verlag G. Emil Mayer KG

Sämtliche Rechte – besonders das Übersetzungsrecht – an Text und Bildern vorbehalten. Fotomechanische Vervielfältigung nur mit Genehmigung des Verlages. Jeder Nachdruck, auch auszugsweise, und jede Wiedergabe der Bilder, auch in verändertem Zustand, sind verboten.

Druck: G. Franz'sche Buchdruckerei G. Emil Mayer, München 2, Karlstraße 35
Printed in Germany. Imprimé en Allemagne

Vorwort zur 7. Auflage

Dieses Buch schließt unmittelbar an Band I des „Lehrgang Radiotechnik" an, setzt die dort vermittelten Kenntnisse voraus und nimmt auf sie vielfach Bezug. Inzwischen beherrschen in den Rundfunkgeräten die Transistoren das Feld, deshalb wurde ihnen hier wiederum ein noch breiterer Raum zugestanden, und es wurde versucht, zu einem vollen Verständnis der Wirkungsweise zu führen. Die Röhre ist aber noch nicht tot, sie wird in vielen älteren Empfängern noch lange eine Rolle spielen, insbesondere auch im Fernsehen. Der junge Techniker muß daher auch sie gründlich kennen, und sie war es schließlich, von der die gewaltige Entwicklung ausging, deren Ergebnis wir heute unter der Bezeichnung *Elektronik* zusammenfassen, die unsere ganze Welt völlig umgestaltet hat und deren Ende noch nicht abzusehen ist.

Im übrigen wurde versucht, in allen Fragen der Radiopraxis bis hin zum Stereo-Rundfunk ein solches Grundwissen zu vermitteln, daß jedem das Studium weiterführender und anspruchsvollerer Fachliteratur ermöglicht und erleichtert wird. Hier sei ein Hinweis auf die „Funktechnik ohne Ballast" von Limann und auf das angefügte Literaturverzeichnis gestattet.

Die bisher erreichte Auflagenzahl und die vielen Zuschriften von Lehrgangsteilnehmern lassen den Verfasser hoffen, daß auch die vorliegende Ausgabe eine gute Aufnahme finden wird.

Dem Verlag sei gedankt, daß er auf alle Wünsche des Verfassers bereitwillig eingegangen ist.

Reutlingen — Ferdinand Jacobs

Wichtiger Hinweis:

In fast allen Schaltungen sind die Einzelteile einheitlich so gekennzeichnet, daß aus der Bezeichnung die Zweckbestimmung des Schaltelements zu ersehen ist. Der Verfasser hofft damit allen Anfängern das Verständnis für die Schaltungen zu erleichtern.

Inhalt

19. *Stunde:* I. Die Arbeitsweise der Transistoren
Verbesserte Transistortypen 163
II. Integrierte Schaltungen, FET, MOSFET und MISFET 173

20. *Stunde:* Die Kennlinien von Röhren und Transistoren 181

21. *Stunde:* Die drei Signal-Grundschaltungen für Röhre und Transistor 191

22. *Stunde:* Mehrgitterröhren und Typenbezeichnungen 204

23. *Stunde:* Die Stromversorgung: Batterie- und Netzanschluß 214

24. *Stunde:* Die Stromversorgung: Siebung und Gittervorspannungserzeugung 223

25. *Stunde:* Empfangs- und Verstärkerschaltungen mit Röhren und Transistoren 234

26. *Stunde:* Der Superhet (Überlagerungsempfänger) ... 246

27. *Stunde:* Der Oszillatorkreis im Super 255

28. *Stunde:* Die Mischstufe im Super 266

29. *Stunde:* Umschaltungen 274

30. *Stunde:* Einstellungen, Regelungen, elektronische Abstimmung und Sendersuchlauf 286

31. *Stunde:* Der UKW-Bereich und seine Eigenschaften .. 300

32. *Stunde:* Der Hochfrequenzteil im UKW-Super 309

33. *Stunde:* Demodulation frequenzmodulierter Sendungen 319

34. *Stunde:* Der UKW-Stereo-Rundfunk 326

Verzeichnis der einheitlich benutzten (Teile-)bezeichnungen 336

Literaturverzeichnis 340

Antworten auf die Prüfungsfragen 342

Gesamt-Stichwortverzeichnis 351

Alle Verweisungen im Text auf die 1. bis 18. Stunde dieses Werkes und auf Bilder mit der Ziffer 1 bis 18 an erster Stelle der Bildnummer betreffen Band I des vorliegenden Werkes und damit Heft 22/23a der Radio-Praktiker-Bücherei.

I. Die Arbeitsweise der Transistoren Verbesserte Transistortypen

In der 17. Stunde dieses Lehrganges haben wir nur jene Unterschiede zwischen Röhren und Halbleiterelementen betrachtet, die im praktischen Gebrauch äußerlich erkennbar werden. Darüber hinaus gibt es aber den sehr wesentlichen Unterschied in der Bewegungsart der Ladungsträger innerhalb der Röhre bzw. innerhalb des Halbleiterelements. Während in der Röhre die von der Katode freigesetzten Elektronen jedem elektrischen Feld ohne Behinderung (außer in geringem Maße durch die Gitter) folgen können und in Verstärkerröhren unvorstellbare Endgeschwindigkeiten erreichen (8. Stunde), bewegen sich die Ladungsträger innerhalb der Halbleiter in einem Festkörper, der diese Bewegung stark behindert. Da außerdem infolge der Winzigkeit dieser Bauelemente nur niedrige Spannungen angelegt werden dürfen, wenn die beabsichtigte Steuerung erreicht und ein Durchbruch vermieden werden soll, ergibt sich hier eine extrem (= äußerst) langsame Ladungsträger-Fortbewegung in der gewünschten Richtung. Das ist einer der Gründe, die Abmessungen möglichst zu verkleinern.

Wir wissen bereits, daß die für Dioden und Transistoren z. Z. benutzten Halbleiter Germanium und Silizium eine Eigenleitfähigkeit aufweisen, die bei normaler Temperatur gering ist, daß sie deshalb durch *Dotierung* mit geeigneten Fremdatomen mit einer dem Zweck angepaßten sogenannten *Störstellenleitfähigkeit* ausgestattet werden und daß auf solche Weise zwei entgegengesetzte Arten von Leitfähigkeit hergestellt werden: einmal *n*- und einmal *p-Leitfähigkeit*. Dabei spricht man bei n-Material auch von *Elektronen-* oder *Überschußleitung*, bei p-Material von *Löcher-* oder *Mangelleitung*.

Störstellenleitung entsteht dadurch, daß z. B. fünfwertige Atome (Donatoren) einlegiert werden, von denen jedes ein Elektron zu einer Wärme-Schwirrbewegung in das Kristallgitter entlassen kann, weil sich für dieses Elektron keine Bindung im Kristallgitter findet. Zwar bleibt hier jeweils eine positive Kernladung ungesättigt zurück, doch ist diese an das

Donator-Atom fest gebunden, sie ist also ortsfest, und sie kann ein gelegentlich in die Nähe gelangendes Elektron kaum festhalten. Die Dotierung mit Donatoren ergibt also *ortsfeste positive Donator-Ionen*. Die bei der gleichzeitig laufend stattfindenden *Paarbildung* entstehenden positiven Fehlstellen hingegen, *Defektelektronen* oder *Löcher* genannt, können beliebig von einem zum anderen Atom überwechseln und tun das auch, indem einerseits neue Löcher entstehen, andererseits *Rekombinationen* erfolgen. Paarbildungen und Rekombinationen halten sich dabei die Waage, und die Menge der jeweils freigesetzten Ladungsträger hängt allein von der jeweiligen Kristalltemperatur ab und ändert sich mit ihr.

Im *n-leitenden Material* gibt es demnach: von den Donatoren freigesetzte *Elektronen* in sehr großer Zahl und dazu *Elektronen* aus Paarbildungen, hingegen Löcher nur aus Paarbildungen und in kleiner, durch Rekombinationen stark reduzierter (= verminderter, verkleinerter) Zahl. Hinzu kommen aber die einlegierten *Donator-Ionen* als fest eingebaute positive Ladungen. *P-leitendes Material* enthält sinngemäß eine große Zahl beweglicher *Löcher* aus der Dotierung und aus Paarbildungen und *negative Akzeptor-Ionen* in entsprechender Zahl, ebenfalls fest in das Kristallgitter eingebaut. Die Zahl der freien Elektronen ist hier durch Rekombination stark reduziert (s. dazu die Ausführungen in der 10. Stunde). Dabei ist in jedem Falle die *Beweglichkeit der Löcher* nur etwa halb so groß wie die der Elektronen.

Sobald man diese Unterscheidung zwischen ortsfesten Ionen und beweglichen Fehlstellen und Elektronen macht, wird auch klar, wieso die Grenzschicht von *beweglichen* Ladungsträgern frei wird, in ihr aber trotzdem eine Ladung vorhanden ist: Die beweglichen Elektronen und Löcher diffundieren in die p- und n-Zone hinein. In der Grenzschicht bleiben die fest ins Kristallgitter eingebauten Ionen zurück: auf Seiten der n-Zone die positiven Donator-Ionen, auf Seiten der p-Zone die negativen Akzeptor-Ionen. Das ergibt ein fest eingebautes Feld mit dem Potentialgefälle ähnlich Bild 10.5.

Nun steigt aber, wie wir wissen, die *Eigenleitfähigkeit* mit der Temperatur stark an, und zwar *exponentiell*, d. h. nach einer Kurve etwa wie in **Bild 19.1.** Während also der durch die Dotierung erzeugte *Unterschied* in der Zahl der beweglichen Ladungsträger sich durch Wärmezufuhr so gut wie nicht ändert, steigt die *Zahl der thermisch erzeugten Ladungs-*

trägerpaare bei Erwärmung um 9 °C auf das Doppelte, um 18 °C auf das Vierfache, bei 27 °C auf das Achtfache usw. Jede *Temperatursteigerung um 9 °C verdoppelt also die Ladungsträgerpaare.* Es ist leicht einzusehen, daß infolgedessen bei niedriger Temperatur die Zahl der aus Störstellen stammenden beweglichen Ladungsträger weit größer ist als die Anzahl der aus der Eigenleitfähigkeit stammenden beweglichen Ladungsträger; mit steigender Temperatur nimmt der Unterschied dieser beiden Zahlen immer mehr ab, weil die Zahl der aus der Eigenleitfähigkeit stammenden beweglichen Ladungsträger stark zunimmt. Da nun aber die Gleichrichter- und die Transistorwirkung und in weiterer Folge die erzielbare Verstärkung allein auf der Störstellenleitung bzw. auf der verschiedenen Dotierung beruhen, geht die Verstärkung um so mehr zurück, je mehr die Eigenleitung die Störstellenleitung überdeckt. Schon aus diesem Grunde muß die Kristalltemperatur möglichst niedrig gehalten und stabilisiert (≈ festgehalten) werden.

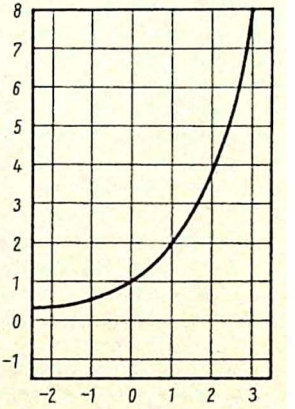


Bild 19. 1.
Beispiel einer Exponentialkurve

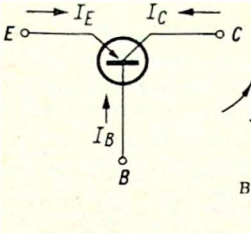
Für die *Zählrichtung der Ströme* gilt das in **Bild 19.2** gezeigte Schema: Entsprechend dem 1. Kirchhoffschen Satz ist die algebraische Summe aller Ströme im Knotenpunkt gleich *Null*, also: $I_E + I_B + I_C = 0$. Soweit die Ströme (gerechnet nach der konventionellen Stromrichtung) den Pfeilrichtungen entsprechen, gelten sie als positiv, bei entgegengesetzter Stromrichtung als negativ. Also: $I_E = -I_B - I_C$ für pnp-Transistoren und $-I_E = I_B + I_C$ für npn-Transistoren. Für die Spannungen wurde bereits erklärt, daß man hier Doppel-Indizes (Mehrzahl von Index, hier ≈ Kennzeichen) verwendet und daß z. B. $-U_{BE}$ bedeutet, daß die Basis eine negative Spannung gegen den Emitter aufweist, deren Größe dann positiv (also ohne Vorzeichen) angegeben wird, z. B. $-U_{BE} = 250$ mV.

Wie bekannt, hat man den Spitzentransistor wegen der Herstellungsschwierigkeiten und aus anderen Gründen verlassen, und man stellt nur noch Flächentransistoren her, u. a.

weil man bei ihnen stets die gleichen elektrischen Eigenschaften erzielen kann. Aus der Flächenhaftigkeit der Elektroden ergeben sich aber Nachteile, denen man durch besondere Maßnahmen begegnen muß. Wie das im Prinzip geschieht, soll an einigen Beispielen gezeigt werden.

Sämtliche frei beweglichen Ladungsträger vollführen innerhalb des Kristallgitters dauernd thermisch bedingte Schwirrbewegungen, ähnlich den Molekülen eines Gases. Und annähernd wie dieses versuchen sie, den gesamten ihnen zugänglichen (Kristall-)Raum möglichst gleichmäßig auszufüllen. Man nennt das *Diffusion* (≈ Durchdringung, Hauptwort zu diffundieren; wörtliche Übersetzung: Ausgießung, Zerfließen), und wir erwähnten bereits, daß Diffusion die Hauptbewegungsart der Ladungsträger ist. Das Wort *Diffusion* wird in der Chemie für die gegenseitige Durchdringung verschiedener Gase oder ineinander lösbarer Flüssigkeiten gebraucht, die sich im selben Raum berühren. In der Halbleitertechnik benutzt man es für zwei verschiedene Vorgänge: erstens für die Zickzackbewegungen der freien Ladungsträger innerhalb des Kristallgitters (hervorgerufen durch die Wärmebewegungen der Gitteratome). Diese dauernden Zickzackbewegungen führen gleichzeitig dazu, daß die Ladungsträger über den gesamten verfügbaren Raum gleichmäßig verteilt werden. Zweitens bezeichnet man mit Diffusion das *Einbringen von Fremdatomen* (Donatoren oder Akzeptoren) in ein vorhandenes festes Kristallgitter unter besonderen Bedingungen (Hitze dicht unterhalb des Schmelzpunktes), um eine Dotierung hervorzurufen oder zu ändern. Wir werden das im folgenden kennenlernen, sprachen aber auch schon bei der Diode davon.

Die Art der *Diffusionsbewegung* von Ladungsträgern in Festkörpern zeigt schematisch **Bild 19.3a.** Wird ein elektrisches Feld angelegt, so überlagert sich dem Durcheinanderschwirren eine Gesamtbewegung in Richtung der elektrischen Kraftlinien, die größenmäßig von der Feldstärke bestimmt wird **(Bild 19.3b).** Diese sogenannte *Drift* (≈ Abtrieb) bleibt jedoch infolge der bei Transistoren üblichen geringen Spannungen klein. Daher gelangen, wie schon erwähnt, die vom Emitter in die Basis gelieferten Ladungsträger vorzugsweise durch Diffusion zur Kollektorsperrschicht. Während des Durchlaufens der Basiszone rekombiniert nur ein sehr kleiner Teil (etwa bis 5 %) der injizierten Ladungsträger (im pnp-Transistor also Löcher mit den vom Basisanschluß her nach-



Links: *Bild 19.2. Zählrichtung der Transistorströme*

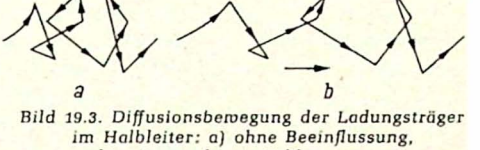
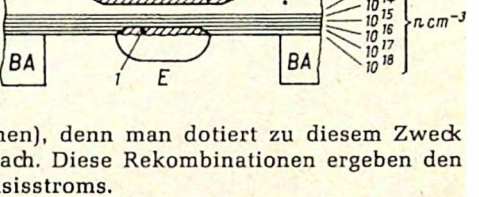


Bild 19.3. Diffusionsbewegung der Ladungsträger im Halbleiter: a) ohne Beeinflussung, b) mit angelegter Feldspannung

Rechts: *Bild 19.4. Schnittbild eines pnp-Drifttransistors (BA = Basisanschluß). Die Werte 10^{16} n cm^{-3} geben an, wieviel freie negative Ladungsträger in 1 cm^3 enthalten sind*



fließenden Elektronen), denn man dotiert zu diesem Zweck die Basis nur schwach. Diese Rekombinationen ergeben den größten Teil des Basisstroms.

Die ersten Flächentransistoren waren nur im Nf-Bereich verwendbar, versagten aber bei Hochfrequenz: erstens, da die Diffusionsbewegung zu langsam verläuft und die Laufzeit in der Basiszone trotz deren geringer Dicke eine große Rolle spielt, zweitens, weil im Legierungsverfahren hergestellte Transistoren verhältnismäßig große Kapazitäten besitzen. Nachdem man durch immer weiter getriebene Verkleinerung der Indiumpillen und durch Verringerung der Basisweite an die Grenze des fabrikatorisch Möglichen gelangt war und doch erst verhältnismäßig niedrige Frequenzen verarbeiten konnte, ersann man einen Weg, um innerhalb der Basis ein festes *Driftfeld* herzustellen. Die Ladungsträger müssen, sobald sie infolge der Aufladung der Basiszone in diese hineingezogen worden sind, so schnell wie möglich zur Kollektorsperrschicht gelangen, denn nur dadurch kann ja ein der Basisspannung entsprechender Kollektorstrom zustandekommen. Man erreicht die Drift, indem man für die Basis nicht mehr *homogen* (= gleichmäßig) dotiertes Material verwendet, sondern die Dotierung in Richtung auf den Kollektor *exponentiell* abnehmen läßt bis auf Intrinsic-Leitfähigkeit (siehe 9. Stunde). Das ergibt dann ein fest eingebautes elektrisches Feld, das sogenannte *Driftfeld*, das die Ladungsträger unab-

hängig von der am Kollektor liegenden Spannung sofort in Richtung auf den Kollektor beschleunigt. Solche Transistoren heißen daher *Drifttransistoren*. Bei ihnen wird gegenüber den normalen Legierungstransistoren eine Herabsetzung der Durchlaufzeit auf etwa ein Viertel erzielt. Das ergibt etwa die achtfache damit noch zu verstärkende Frequenz.

Um diesen Vorgang verstehen zu können, müssen wir auf das zurückgreifen, was wir über die Grenzschicht zwischen p- und n-leitendem Material wissen. Beide Arten von Ladungsträgern (Elektronen und Löcher) suchen sich so weit wie möglich auszudehnen, so daß also jeweils die in der Überzahl vorhandenen Majoritätsträger in die anders dotierte Zone einwandern, und daß dadurch die n-Zone eine positive und die p-Zone eine negative Ladung bekommen. Solches Eindiffundieren von Ladungsträgern findet aber nicht nur an einem pn-Übergang statt, sondern auch dann, wenn dotiertes und undotiertes (i- oder Intrinsic-)Material aneinandergrenzen, also an einem *ni-Übergang*. Auch hier haben wir in der n-Zone ein großes Übergewicht der freien Elektronen, aber wenig Löcher. In der i-Zone hingegen gibt es Elektronen und Löcher in gleicher, mittlerer Zahl, gegenüber der n-Zone also sehr viele Löcher. Infolgedessen diffundieren auch hier Elektronen in die i-Zone und Löcher in die n-Zone hinein in ganz gleicher Weise, wie wir es vom pn-Übergang her kennen. Der einzige Unterschied ist, daß nicht die beschriebene Grenzschicht entsteht, weil hier ein ganz allmählicher Übergang vom i- zum n-Material geschaffen wird. Aber ein Spannungsabfall vom positiven n-Material (mit fest eingebauten positiven Donator-Ionen) zum negativen i-Material bildet sich auch hier aus.

Wir wollen annehmen, daß in der i-Zone je etwa $10^{13}/cm^3$ bewegliche Elektronen und Löcher als Ladungsträger vorhanden sind und in der angrenzenden n-Schicht 10^{14} Elektronen je cm^3, also zehnmal soviel wie in der i-Zone. Darauf folgen, wie in **Bild 19.4** gezeigt, n-Schichten mit 10^{15}, 10^{16} usw. Elektronen (und gleichzeitig natürlich nur 10^{11}, 10^{10} usw. Löchern). Danach kann man sich vorstellen, daß, genauso wie oben beschrieben, durch Diffusion auch hier die Elektronen und die Löcher in die jeweils benachbarten Zonen eindringen, wo es weniger davon gibt, und daß infolgedessen die stärker n-dotierte Zone stets positiv gegen die benachbarte, geringer dotierte sein wird. So entsteht durch die Basis hindurch ein

kontinuierliches (= stetiges, durchlaufendes) Spannungsgefälle vom Emitter *E* zum Kollektor *C*.

Wenn wir nun noch annehmen, daß die nach unten hin wachsende Dotierung nicht in Stufen mit je dem Zehnfachen an Donatoren wächst, sondern ganz gleichmäßig zunimmt, wie die Steigung einer Straße, und daß unsere Linien für die verschiedene Dotierung den Höhenlinien einer Landkarte zu vergleichen sind, so können wir uns vorstellen, daß ein vom Emitter ausgesandtes Loch auf dem ganzen Weg zum Kollektor stets eine stärker negative Schicht vor sich haben wird als die, in der es sich gerade befindet, und von ihr angezogen wird. Dieses elektrische Feld ist im Material fest verankert und wird, außer durch Temperatur, durch äußere Einflüsse nicht verändert.

Hierzu ein Vergleich: Wenn auf eine ebene Fläche, die völlig waagerecht liegt, an einer Kante eine gewisse Menge Wasser aufgebracht wird, so wird es sich allmählich bis zur gegenüberliegenden Kante ausdehnen, also die ganze Fläche befeuchten. Das wird aber, selbst wenn die Fläche schmal ist, eine gewisse Zeit in Anspruch nehmen. Dieser Vorgang entspricht etwa der Diffusion. Wird nun aber die Kante, auf die Wasser gegeben wird, ein wenig angehoben, so daß ein Gefälle in der gewünschten Bewegungsrichtung entsteht, so wird das Wasser viel schneller die Strecke überwinden. Das entspricht dem Driftfeld.

Solche abnehmende Dotierung wird so erzeugt, daß man dünne Plättchen aus undotiertem hochreinem Material bei hoher Temperatur ($\approx$ 800 °C) einem verdampften Dotierungsstoff, z. B. Arsendampf, aussetzt. Die Arsenatome diffundieren dann in das Plättchen hinein, aber natürlich nimmt die Stärke der Dotation mit der Tiefe immer mehr ab. Bei manchen Transistorarten wird dann noch eine Seite des Plättchens so weit weggeätzt, daß nachher das i-Material, das in der Mitte übriggeblieben war, die neue Oberfläche bildet (Bild 19.4). Bei einer anderen Art werden nach einer elektrolytischen Methode Mulden bis zu solcher Tiefe in das Material eingeätzt, daß der Emitter sich im dotierten Material befindet, die Kollektorsperrschicht jedoch im i-Material. Dieses Eindiffundieren wird bei fast allen im folgenden zu besprechenden Transistorarten angewandt, aber auch bei den integrierten Schaltungen, die später besprochen werden. Überall wird dadurch die Laufzeit stark verkürzt, und ein besonderer Vor-

teil ist darin zu sehen, daß man mit diesem Verfahren *reproduzierbar* (= beliebig wiederholbar) Schichten mit einer Stärke von 1 µm ($^1/_{1000}$ mm) herstellen kann.

Der vom Emitter zum Kollektor übergehende Ladungsträgerstrom (auch das können wir aus unserem Vergleich entnehmen) wird übrigens durch die Zugspannung des eingebauten Feldes auch stärker zusammengefaßt. Während er bei normaler Dotierung ziemlich in die Breite geht, wird er durch das Driftfeld mehr zusammengehalten. Das wirkt sich noch stärker in günstigem Sinne aus als die Beschleunigung, denn es vermindert die sehr schädliche Eingangskapazität.

Um einen Begriff von der Kleinheit eines solchen Drifttransistors zu geben, folgen hier einige Maße: Emitterpille $\approx$ 0,2 mm ϕ, Kollektorpille $\approx$ 0,37 mm ϕ, Abstand der Legierungsfronten in der Basis $\approx$ 0,01 mm. Mit dieser Verkleinerung erreicht man eine Reihe weiterer Vorteile neben den schon erwähnten. So ist der Basis-Bahnwiderstand beim Drifttransistor nur halb so groß wie beim Nf-Legierungstransistor oder noch kleiner; der Basis-Bahnwiderstand ist der Widerstand vom äußeren Basisanschluß bis zum sogenannten „inneren Basispunkt", wo die Steuerung tatsächlich stattfindet. Er beträgt beim Nf-Transistor, weil dessen Basis schwach dotiert ist, etwa 100 Ω; beim inhomogen dotierten Drifttransistor hat er infolge der hohen Dotierung nahe dem Emitter 50 Ω und weniger. Die sehr schädliche Eingangskapazität beträgt bei Nf-Transistoren einige tausend pF, bei den Hf-Transistoren aber nur etwa 50...100 pF, und für die Kollektor-Basis-Kapazität lauten die entsprechenden Zahlen 20 bis 30 pF bzw. $\approx$ 3 pF. Alle Verbesserungen zusammen bewirken, daß Drifttransistoren, mit höchster Sorgfalt hergestellt, für UKW-Eingangsstufen, also für Frequenzen bis zu rund 100 MHz, verwendbar sind.

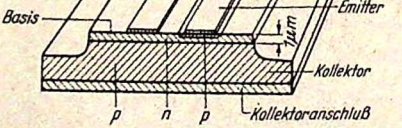


Bild 19.5. Vergrößerte Ansicht eines angeschnittenen Mesa-Transistors nach dem Ätzen

Damit sind an sich die Anforderungen des Rundfunks erfüllt. Aber schon beim Fernsehen sind Frequenzen bis fast

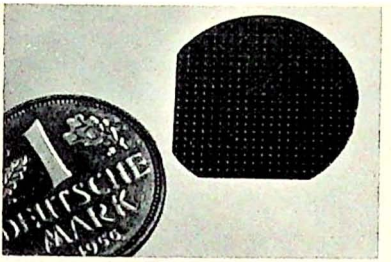


Bild 19.6. Platte mit 400 fertig bedampften Mesa-Transistoren vor dem Zerteilen im Vergleich zu einem Markstück

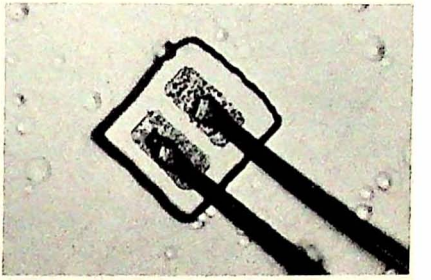


Bild 19.7. Vergrößerte Ansicht eines einzelnen Mesa-Transistors mit angebrachten Zuleitungen

800 MHz vorgesehen, und für kommerzielle Zwecke braucht man noch höhere. Wir wollen daher kurz betrachten, auf welche Weise man auch diesen Ansprüchen gerecht wird.

Von den für hohe Frequenzen geeigneten Transistoren ist der *Mesa-Transistor* am bekanntesten. Das spanische Wort *mesa* bedeutet Tafelberg oder Tisch. Von den Mesa-Transistoren gibt es mehrere unterschiedliche Ausführungen, die eine Form nach **Bild 19.5** besitzen. Gemeinsam ist ihnen, daß Emitter und Basisanschluß *nebeneinander* auf dem als Grundplatte dienenden Kollektor angebracht sind. Der Kollektor besteht aus p-Germanium, und in seine Oberfläche ist ein geeigneter Donator eindiffundiert, so daß sich eine dünne, exponentiell abfallend dotierte n-Schicht als Basis ergibt.

Um die in Bild 19.5 und **Bild 19.7** gezeigten Basisanschluß- und Emitter-Aufdampfungen mit den Abmessungen 0,013 mm × 0,038 mm in solcher Zahl und mit der erforderlichen Genauigkeit herstellen zu können, werden zuerst auf einer Präzisions-Stanzvorrichtung in ein 0,012 mm starkes Tantalblech (eigentlich eine Haut) 2000 Löcher mit obigen Abmessungen

eingestanzt. Unter dieser Schablone wird auf das Germaniumplättchen einmal Gold als sperrschichtfreier Basisanschluß und, nach entsprechender Verschiebung der Schablone, daneben als Emitter Aluminium im Vakuum aufgedampft und dann eindiffundiert. Wenn man bedenkt, daß in **Bild 19.6** jedes weiße Pünktchen ein vollständiges Transistorsystem nach Bild 19.5 bedeutet, so kann man erahnen, daß hier mit einer kaum vorstellbaren Präzision gearbeitet werden muß. Danach wird eine Fläche von $\approx 0{,}12$ mm $\times$ 0,12 mm mit Schutzlack abgedeckt und ringsherum alles Material bis tief in den Kollektor weggeätzt, um die Kapazität auf ein Minimum (= Kleinstmaß) zu reduzieren.

Als Schwierigstes werden zum Schluß Golddrähtchen, dünner als ein Haar, durch Thermokompression ($\approx$ Heißpressung) oder durch Ultraschallschweißung (die den geringsten Anpreßdruck erfordert, $\sim$ 30 pond) auf den Belägen angebracht **(Bild 19.7)**; sie dienen als Zuleitung zu Gehäuseanschlüssen. Hier werden also die Eingangskapazität und der Bahnwiderstand erstens durch Nebeneinandersetzen der Basis- und Emitteranschlüsse und zweitens durch deren winzige Abmessungen verkleinert.

Während die vorher besprochenen Diffusionstransistoren eine *β-Einsfrequenz* von ≈ 50 MHz erreichen (d. i. die Frequenz, bei der in Emitterschaltung der *Stromverstärkungsfaktor* $\beta = 1$ wird), erreicht man mit der Mesa-Bauart 330 und 400 MHz. Die *Schwing-Grenzfrequenz*, die immer wesentlich höher liegt, erreicht hier 600 bzw. 750 MHz.

Prüfungsfragen zur 19. Stunde I

19a: Warum waren selbst verkleinerte Flächentransistoren nur für verhältnismäßig niedrige Frequenzbereiche brauchbar?

19b: Welche Änderung wurde vorgenommen, um höhere Frequenzbereiche beherrschen zu können?

19c: Welches technische Verfahren dient fast durchweg zur Erreichung höherer Frequenzbereiche?

19d: Mit welchen besonders winzigen Typen drang man zuerst in das MHz-Gebiet ein?

19e: Welche Vorteile ergaben sich aus den winzigen Abmessungen der neueren Transistortypen?

II. Integrierte Schaltungen, FET, MOSFET und MISFET

Die ersten Transistoren wurden durchweg aus *Germanium (Ge)* gefertigt, weil man bei diesem zuerst die Herstellung von hochreinem Material beherrschte und weil die Ladungsträgerbeweglichkeit etwa 3mal so hoch ist wie bei Silizium. Germanium hatte aber den Nachteil, nur in einem sehr begrenzten Temperaturbereich brauchbar zu sein (s. Bild 11.9 und Seite 164/165). *Silizium (Si)* ist da weit günstiger, verträgt höhere Umgebungstemperaturen und stärkere Eigenerwärmung. Infolgedessen wurden große Anstrengungen gemacht, bis schließlich auch hochreines Silizium zu erschwinglichen Preisen geliefert werden konnte. Das war ganz besonders bei der Verwendung der Transistoren für kommerzielle Zwecke, z. B. für *EDV-* (= elektronische *D*aten-*V*erarbeitungs-) *Anlagen*, Maschinensteuerungen u. a. als *kontaktlose Schalter* wertvoll. Bei der weiteren Entwicklung stellte sich dann heraus, daß sowohl die Rauschzahlen als auch die Restströme wesentlich niedriger sind als bei Germanium, so daß heute *Silizium-Transistoren* das Feld beherrschen.

Große Verbreitung fanden neben Si-Mesa-Transistoren zuerst die *Planar-Transistoren*. Auch bei ihnen benutzt man Masken wie bei Mesa-Transistoren, aber aus Glas oder Film. Sie werden auch nicht ausgestanzt, sondern fotografisch auf die äußerst winzigen Maße verkleinert. Die Kristalloberfläche wird mit lichtempfindlichem Lack abgedeckt, dieser unter der Maske mit UV-Licht belichtet und dann die unbelichteten Stellen aufgelöst. Die freigelegten Teile kann man dann ätzen, oxydieren, kann dort diffundieren, aufdampfen usw. Alle solche Verfahren werden im Wechsel so oft angewandt, bis die Transistoren fertig sind, natürlich wieder eine große Anzahl gleichzeitig (s. Bild 19.6). Dabei werden die pn- und np-Übergänge durch nichtleitende Oxydschichten abgedeckt. Das ergibt eine erhebliche Verlängerung der Gebrauchsfähigkeit, denn Silizium-Dioxyd (Quarz) ist ein hochwertiger Isolator und dazu äußerst widerstandsfähig.

Nach **Bild 19.8** wird das n-Siliziumplättchen C zuerst in reinem Sauerstoff mit einer Oxydschicht O_1 ganz überzogen. Danach wird innerhalb der Stufen bei O_2 auf der ganzen

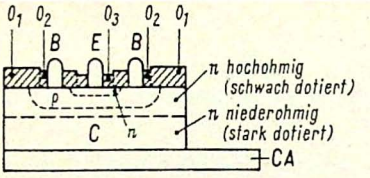


Bild 19.8. Schematischer Schnitt durch einen Planar-Epitaxial-Transistor (O = Oxydschichten, CA = Kollektoranschluß. Bei den Planartypen fehlt die niederohmige Schicht beim Kollektor, sie ist die Epitaxialschicht)

Innenfläche die Oxydschicht wieder abgeätzt. Sodann diffundiert man in das so freigelegte Silizium einen Akzeptor (Bor) ein, bis sich eine p-dotierte Basisschicht *B* (mit Driftfeld) ergibt. Sehr vorteilhaft ist, daß diese und auch die folgende Diffusionszone jeweils noch *unter die stehengebliebene Oxydschicht hinunterwandern*, so daß der *pn-Übergang jedem Einfluß von außen entzogen* ist, seien es Schädigungen durch Ätzungen oder Oxydierungen, seien es spätere atmosphärische oder sonstige Einflüsse. Die vorher ausgeätzte Öffnung wird nun erneut durch eine Oxydschicht O_2 abgedeckt. In der Mitte ätzt man dann eine zweite noch kleinere Öffnung O_3 in die neue Oxydschicht und diffundiert in die nun freigelegte Basis den Donator Phosphor in solcher Menge ein, daß die vorher geschaffene p- in eine n-Dotierung umschlägt und so ein Emitter entsteht, dessen Rand wieder unter die Oxydschicht wandert. Nachdem auch der Emitter durch eine weitere Oxydschicht O_3 abgedeckt wurde, werden in den Oxydschichten für die Basis- und Emitteranschlüsse kleine Löcher angebracht. Hier dampft man zuerst meist Aluminium auf und befestigt darauf Anschlußdrähtchen mittels Thermokompression oder Ultraschallschweißung.

Alle *Planartypen* bieten neben den schon angeführten Vorteilen der *Miniatur-Transistoren* noch zusätzlich folgende Vorzüge: Erstens sind infolge der völligen Abdeckung die pn-Übergänge gegen jeden schädlichen Einfluß von außen geschützt, so daß eine erheblich gesteigerte Lebensdauer zu erwarten ist. Zweitens konnten die Herstellungsverfahren so verfeinert werden, daß die Übereinstimmung der Daten bei Massenfertigung schon fast genauso gut ist wie bei Röhren.

Planartransistoren haben jedoch noch einen geringen Fehler: Man muß, um eine kleine Kollektorkapazität zu erzielen, dessen Material schwach dotieren. Die dadurch bedingte schlechte Leitfähigkeit ergibt aber einen hohen Kollektorwiderstand, der schädlich ist. Das *Epitaxialverfahren* bietet

hier einen Ausweg. Mit ihm kann man eine *Schicht aus anders dotiertem Material* so auf einer vorhandenen Schicht wachsen lassen, daß sie eine Fortsetzung des Kristalls darstellt. Sie schlägt sich aus einer Gasphase (Silizium-Chloroform) nieder. Das Plättchen, auf dem die *Planar-Epitaxial-Transistoren* erzeugt werden, kann also in der obersten Schicht schwach, in der unteren stark dotiert sein. Worauf es hier ankommt, ist die Übereinstimmung der Kristallstruktur der aufgewachsenen Schicht mit der Struktur der Unterlage, damit es ein Einkristall bleibt (siehe S. 83).

Um das richtig zu verstehen, müssen wir unsere etwas primitive (≈ dürftige, vereinfachte) Definition eines Einkristalls noch etwas vervollkommnen. Bei Bild 9.4 war gezeigt worden, wie die Atome beim Diamanttyp angeordnet sind. Es ergeben sich hierbei drei Koordinatenachsen: die untere hintere Kante des (gedachten) Würfels als *x-Achse*, die rechts unten nach vorn gerichtete als *y-Achse* und die hintere, nach oben gerichtete als *z-Achse*. Nur wenn durch den ganzen Kristall diese Achsen überall die gleiche Richtung haben, handelt es sich um einen *Einkristall*. Es herrscht in ihm eine gesetzmäßige Orientierung (≈ Ordnung, Ausrichtung). Und nur, wenn die aufgewachsene Schicht die gleiche Ordnung annimmt wie die Grundplatte, spricht man von *Epitaxie*, und das Verfahren ist für diesen Zweck brauchbar (epi = über, taxis = Ordnung; etwa: gesetzmäßig orientierte Kristallverwachsung).

Die Entwicklung ging weiter, sowohl zu immer winzigeren Abmessungen als auch zu höheren Frequenzbereichen und für immer höhere Temperaturen, vor allem aber auch zu noch größeren Leistungen. Bald wurden Transistorverstärker mit 60, ja sogar mit 100 Watt Ausgangsleistung angeboten, und das ist nicht die Grenze.

Die *Miniaturisierung* (≈ Verkleinerung) war nicht nur für Hörgeräte erforderlich; auch für tragbare Funksprechgeräte, vornehmlich aber für *Luft- und Raumfahrt* und noch mehr für *EDV-Anlagen*, die immer größer wurden und für die man Tausende von Schalttransistoren brauchte, verlangte man dringend immer kleinere Bauteile. Ebenso waren sie erforderlich, um in immer höheren Frequenzbereichen verlustfreier arbeiten zu können. Aus solchen Gründen entstanden die *Dünnfilm-* und die *Dickfilm-Technik*. Auf Keramik-, Silizium- oder Glasplättchen wurden Widerstände, z. T. auch kleine

Spulen und Kondensatoren sowie die Verbindungsleitungen, mittels der früher schon erwähnten Maskentechnik aufgedampft (ähnlich gedruckten Schaltungen, nur eben ganz winzig; von Dickfilm spricht man dann, wenn die aufgedampften Schichten stärker sind als 1 µm [$^1/_{1000}$ mm]). Bei Dickschichtschaltungen werden z. T. noch Transistoren, Dioden u. a. eingelötet. Das nennt man dann *Hybrid-* (≈ Zwitter-)*Technik*. Diese Verfahren werden noch immer weiterentwickelt und tauchen vereinzelt auch schon in Rundfunkgeräten auf.

Von Tag zu Tag mehr ist das der Fall bei den *integrierten Schaltungen (IS,* engl. *IC,* sprich: a'ßi, ≈ zusammengefaßten Schaltungen), auch *Festkörper-Schaltungen* genannt. Immer mehr Rundfunk-, Fernseh- und Musikgeräte, die einzelne solche IS enthalten, werden angeboten. In der kommerziellen Technik, insbesondere der *digitalen* (= Rechentechnik), haben sie bereits eine beherrschende Stellung erobert. Die für Ton- und Video- (= Fernseh-)Verstärker bestimmten Typen heißen *lineare IS*. Das Kennzeichen aller IS ist eine bis an die Grenze des Möglichen getriebene Miniaturisierung und die Zusammenfassung ganzer Verstärker und sonstiger Funktionsgruppen auf winzigen *Chips* (tschipps, = Schnitzel, Plättchen) aus Silizium von manchmal weniger als 1 qmm. Auf einer ~ 0,2 mm (!) starken Siliziumscheibe von 30...50 mm ⌀, die vom Einkristall abgesägt und sauber poliert wurde, erzeugt man durch Oxydieren, Ätzen, Diffundieren, Aufdampfen usw. mittels der oben beschriebenen Maskentechnik gleichzeitig *einige 100 bis 1000 vollständige Schaltungen* von unglaubwürdiger Winzigkeit (ähnlich Bild 19.6), prüft jede einzelne und baut, immer mit Mikroskopen arbeitend, die einwandfreien in Gehäuse ein.

Der in **Bild 19.9** in 2,5facher Vergrößerung in der Mitte sichtbare dunkle Chip hat ~ 1,6 mm Kantenlänge und enthält 19 Transistoren, 2 Dioden und 24 Widerstände. Mit feinen Gold- oder Alu-Drähtchen werden die längs der Ränder angebrachten Anschlußpunkte mit den Steckern oder Drähten einer Transistorfassung verbunden wie bei Planar-Transistoren. Da man bei dieser Technik nur sehr kleine Kapazitäten und Induktivitäten erzeugen kann und diese daher meist außen zusätzlich anschließen müßte, wurden dafür neuartige Schaltungen entwickelt, die statt dessen mit vielen Transistoren und Dioden arbeiten. Deren Vermehrung verursacht fast keine Mehrkosten, denn mit den ohnehin erforderlichen Arbeitsgängen werden ja alle zugleich erzeugt. **Bild 19.10** zeigt

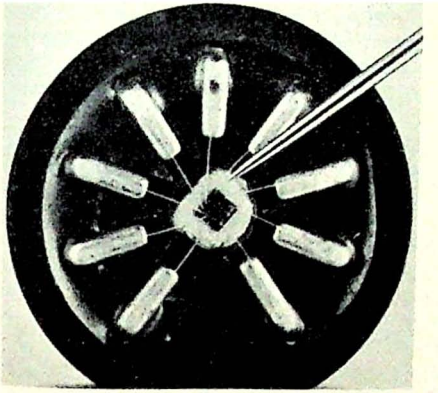


Bild 19.9. 2,5fach vergrößerte Ansicht einer integrierten Schaltung, aufgebaut auf einer Grundplatte

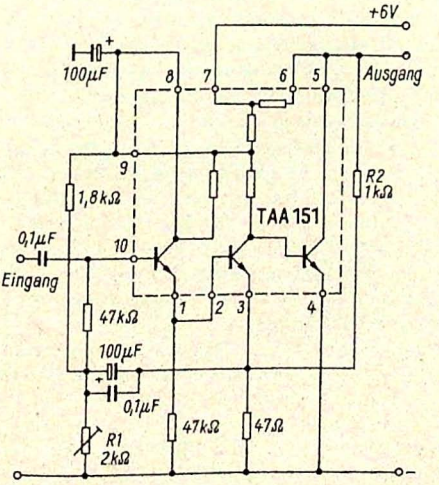


Bild 19.10. Hochohmiger Verstärker unter Verwendung der IS TAA 151 (die Transistoren werden hier ohne Kreis gezeichnet, weil es keine Einzelelemente sind)

die Schaltung einer ganz kleinen *IS* (gestrichelt eingerahmt und mit numerierten Außenanschlüssen 1...10) und mit ergänzenden konventionellen Teilen. Man sieht, daß innerhalb des Chips mit galvanischer Kopplung (also ohne Kopplungselemente) gearbeitet wird. Ein Anwendungsbeispiel für diese IS zeigt Bild 25.8.

Solche *IS* beginnen jetzt in die Unterhaltungselektronik einzudringen und nehmen an Bedeutung ständig zu. Weil man durch den Wegfall zahlreicher Lötstellen zwischen den Einzelteilen und die sehr sorgfältige Prüfung der Chips sehr viel an Betriebssicherheit gewinnt, werden die IS sich um so mehr einführen, je weiter ihre meist noch hohen Preise durch Massenverbrauch gesenkt werden können. Ein Beispiel: Ein kompletter Tonverstärker für Fernsehempfänger, bestehend aus Zf-Verstärker mit Begrenzer, Ratio-Detektor (33. Stunde) und regelbarem Nf-Verstärker mit insgesamt 14 Transistoren, 9 Dioden, 18 Widerständen und 3 Kondensatoren, wird in einem Transistorgehäuse von $\sim$ 8,4 mm ϕ geliefert. Anfang 1969 bereits wurde eine IS mit 18 W Dauer-Ausgangsleistung (26 W Spitze) angeboten, die mit Kühlplatte nur 30 mm $\times$ 6,5 mm bei geringer Dicke mißt. Reparaturen sind an allen IS nicht möglich. Bei Versagen müssen sie wie eine defekte Röhre oder wie ein Transistor ausgetauscht werden. Das wird aber auch in vielen Fällen die Reparatur komplizierter Schaltungen (z. B. [Farb-]Fernsehen) erleichtern.

In der geschilderten Technik kann man etwa 20 Bauelemente auf einem Quadratmillimeter (!) unterbringen. Mit der gegen Schluß dieser Stunde zu besprechenden *MOS-Technik* kommt man sogar auf 500, das sind bis zu 50 000 Bauelemente auf einem Quadratzentimeter! Diese Zahlen lassen die außergewöhnliche Entwicklung auf diesem Gebiet erahnen. Für bestimmte Zwecke begann man *Integrierte Großschaltungen* zu entwickeln (*LSI*, aus Large Scale Integration, $\approx$ Zusammenbau in großem Maßstab).

Alle bisher besprochenen Transistoren waren *bipolar*, d. h. es wurden beide Arten von Ladungsträgern benutzt, Elektronen *und* Löcher. Die *Feldeffekt-* oder *FET-Transistoren* (aus field-effect-transistor) sind *unipolar*, d. h. sie benutzen zum Stromtransport entweder nur Elektronen oder nur Löcher, kennen aber *keinen Stromdurchgang durch Sperrschichten*. Ihr Name sagt schon, daß hier *elektrische Felder* die entscheidende Rolle spielen. Die *FET* besitzen eine Strombahn (zwischen *s-* und *d-Pol* in Bild 19.11), deren Stromfluß durch die Felder

von Steuerelektroden *(g-Pol)* mehr oder weniger eingeengt wird. Die *FET* stellen also eigentlich steuerbare Widerstände dar. Ihre besonderen Vorzüge sind:

1. *hoher Eingangswiderstand* (10^{12}...10^{15} Ω),
2. *geringste Rückwirkung* vom Ausgang auf den Eingang,
3. gute *Steilheit* (0,5...5 mA/V, wie bei Röhren),
4. *geringstes Rauschen* (1/2 bis 1/6 von rauscharmen Transistortypen, die an sich wieder rauschärmer sind als Röhren),
5. noch ausgeprägterer *Pentoden-Charakter* als bei bipolaren Transistoren,
6. *Verwendbarkeit* z. T. bis über *500 MHz*.

Sie übertreffen also in manchen Eigenschaften noch die Röhren. Die wichtigste Eigenschaft ist ihr hoher Eingangswiderstand. Da er keinen Strom aufnimmt, können die *FET* auch keine Ströme, sondern nur Spannungen verstärken.

Diese in Amerika entwickelten, besonders für die Verstärkung kleiner Spannungen geeigneten Transistoren finden mit Vorteil da Verwendung, wo ein hoher Eingangswiderstand erforderlich ist. Ihre Polbezeichnungen stammen aus dem Englischen:

s oder *S* = *source* (ßoʳß, übersetzt „Quelle"), bei uns *s-Pol* (Startpol), ≙ Katode oder Emitter,
d oder *D* = *drain* (dʳeⁱn, übersetzt „Abfluß"), bei uns *d-Pol* (Durchlaß), ≙ Anode oder Kollektor,
g oder *G* = *gate* (geⁱt, übersetzt „Pforte, Tor"), bei uns *g-Pol* (Gitter), ≙ Gitter oder Basis).

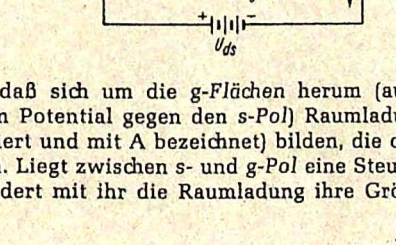


Bild 19.11. Schematische Schnittdarstellung eines Feldeffekt-Transistors und sein Symbol

Bild 19.11 zeigt, daß sich um die *g-Flächen* herum (auch bereits bei geringem Potential gegen den *s-Pol*) Raumladungen (im Bild schraffiert und mit A bezeichnet) bilden, die den Strompfad einengen. Liegt zwischen s- und *g-Pol* eine Steuerspannung, so verändert mit ihr die Raumladung ihre Größe

(B), und die Steuerspannung wird dem Strom verstärkt aufgeprägt, genau wie bei Röhren. Der Verstärkungsgrad kann auch hier durch Zuführen einer Regelspannung nach Bedarf ermäßigt werden wie bei Regelröhren.

In den bisher besprochenen Fällen besteht der *g-Pol* aus entgegengesetzt dotiertem Material. Er wird so vorgespannt, daß sich zwischen ihm und dem Strompfad eine *Sperrschicht* als Isolierung bildet. Dieser Vorspannung wird dann, wie beim Gitter, die zu verstärkende Wechselspannung überlagert.

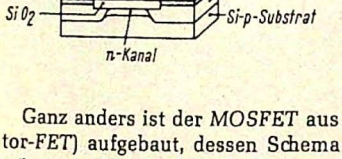


Bild 19.12. Schema des Aufbaus eines MOSFET und sein Symbol

Ganz anders ist der *MOSFET* aus metal-oxide-semiconductor-*FET*) aufgebaut, dessen Schema **Bild 19.12** zeigt. Bei ihm trägt eine *Si*-Grundplatte (diese nennt man überall *Substrat*) zwischen zwei n^+- (= besonders starken n-)Dotierungen als Zuleitungen einen normal dotierten *n-Kanal*, der *S* und *G* verbindet. Er ist bedeckt mit einer dünnen Siliziumoxydschicht SiO_2, und diese trägt den *G-Pol*, meist eine Metallschicht. Je nach Dotierung des *Kanals* gibt es hier zwei Möglichkeiten: entweder wird der Strom, wie beim *FET*, durch die Steuerspannung mehr oder weniger gedrosselt: *Drossel-* (engl. *depletion-*, sprich d°plisch°n)-Typ, oder umgekehrt: es fließt nur Strom, wenn eine entsprechende Steuerspannung ihn hervorruft: *Erregungs-* (engl. *enhancement-*, sprich enha-nßment)-Typ. Diese *MOSFET* beginnen eine immer größere Rolle zu spielen, und auch bei den *IS* gewinnt die *MOS-Technik* immer steigende Bedeutung, wie bereits erwähnt.

Der neueste Typ ist der *MISFET* (aus metal-insulator-semiconductor-*FET*). Er wird nicht aus *Si* oder *Ge*, sondern aus *Gallium-Arsenid* hergestellt. Diese intermetallische Verbindung zeichnet sich durch eine bedeutend größere Ladungsträger-Beweglichkeit und eine Funktionsfähigkeit bis zu 350 °C aus. Schon bisher stellte man daraus Tunneldioden, Laserdioden u. a. her. Auf die neu herauskommenden *MISFET* setzt man für viele Spezialzwecke große Hoffnungen.

Prüfungsfragen zur 19. Stunde II

19f: Welche Eigenschaft ließ das Germanium in der Anwendung zurücktreten, und was trat an seine Stelle?

19g: Was versteht man unter Epitaxie?

19h: Was sind integrierte Schaltungen, und welche Vorteile bieten sie?

19i: Worin unterscheiden sich bipolare und unipolare Transistoren?

19k: Was bedeutet FET, und welches sind seine Hauptvorteile?

19l: Welche Besonderheiten kennzeichnen die MOSFET?

20. STUNDE

Die Kennlinien von Röhren und Transistoren

Schon in der 12. Stunde wurde gezeigt, daß man die Eigenschaften von Röhren durch *Kennlinienfelder* anschaulich darstellen kann; Kennlinienfelder sind eine Zusammenstellung mehrerer auf die gleiche Röhre bezüglicher Kennlinien. Die *I_a/U_g-Kennlinienfelder* sind, da sie die Abhängigkeit des Anodenstroms von der *Gitterspannung* zeigen, die *Eingangs-Kennlinienfelder*. Sie veranschaulichen die Steuerung des Anodenstromes durch die Eingangsspannung (**Bild 20.1,** links), sie sind jedoch nicht die einzigen. Es gibt weiter z. B. das *Ausgangs-* oder *Anodenstrom/Anodenspannungs-* oder *I_a/U_a-Kennlinienfeld*, das also die Abhängigkeit des Anodenstromes von der *Anoden*spannung oder, anders gesagt, den Anodenstrom als Funktion der Anodenspannung darstellt:

$$I_a = f(U_a)$$

Ein Beispiel dafür zeigt der rechte Teil von Bild 20.1.

Parameter sind hier die *Gitterspannungen*. Die den verschiedenen Gitterspannungen zugeordneten Kennlinien zeigen, wie sich der Anodenstrom in Abhängigkeit von der Anodenspannung ändert, wenn gleichzeitig die Gitterspannung unverändert bleibt. Bild 20.1 rechts läßt die charakteristische Form von *Trioden-Kennlinien* am Beispiel einer früher sehr beliebten Kraftverstärker-Endtriode erkennen. Man kann aus dieser Form entnehmen, daß der Anodenstrom

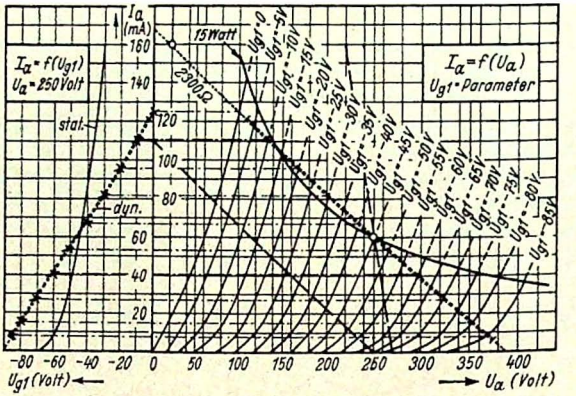


Bild 20.1. Kennlinien einer Endtriode: links I_a/U_g-Kennlinien, rechts I_a/U_a-Kennlinien. Die strichpunktierten Linien zeigen, wie durch Übertragung aus dem rechten in das linke Kennlinienfeld die „dynamische" oder „Arbeits-Kennlinie" konstruiert werden kann. Rechts, punktiert bzw. gestrichelt: Widerstands-Kennlinien (siehe Text)

in sehr großem Maße von der jeweils an der Anode herrschenden Spannung abhängig ist. Daraus ergibt sich der Unterschied zwischen der *statischen Kennlinie* (mit unveränderlicher Anodenspannung und laufend geänderter Gitterspannung aufgenommen) und der *dynamischen* oder *Arbeits-Kennlinie*, wie sie im linken Teil von Bild 20.1 dargestellt sind. Wir kommen darauf noch zurück und betrachten vorerst das rechte Kennlinienfeld.

In einem solchen Feld bildet die Kennlinie eines rein ohmschen Widerstandes eine Gerade. Die Kennlinie eines induktiven Widerstandes ist in Wirklichkeit eine Ellipse, doch kann man mit für die Praxis ausreichender Genauigkeit auch dafür eine Gerade zeichnen, wie es punktiert im Bild geschehen ist. Einen ihrer Punkte ergibt der gewählte oder der vom Hersteller empfohlene *Arbeitspunkt*, hier bei $U_{g1} = -45$ V und $U_a = +250$ V. Er liegt auf der ausgezogenen *Leistungshyperbel*. Sie bezeichnet die höchstzulässige *Anodenbelastung* von 15 W, und oberhalb von ihr dürfte der Arbeitspunkt nicht liegen. Man dürfte bei $U_a = +250$ V also allenfalls eine höhere Vorspannung als $U_{g1} = -45$ V wählen, niemals jedoch eine niedrigere. Im Beispiel ergeben sich 15 W aus 60 mA Anodenstrom bei $U_a = 250$ V.

Einen zweiten Punkt für die Widerstandsgerade sucht man bei einem passend gewählten zweiten Stromwert, z. B. 160 mA (160 – 60 mA = 100 mA). Weil nun 0,1 A · 2300 Ω = 230 V ist (2300 Ω ist der für die Röhre empfohlene und hier einzuzeichnende Außenwiderstand), liegt dieser zweite Punkt bei 250 V – 230 V = 20 V (denn nur bei einer niedrigen Spannung dürfte ein so hoher Strom fließen). So ergibt sich die punktiert gezeichnete Widerstands-Kennlinie. Sie darf so weit ausgesteuert werden, wie die Gitterspannungs-Kennlinien noch nicht stark gekrümmt sind, also wie in Bild 20.1 stärker punktiert. Demnach darf die Gitterspannung zwischen –3 V und –87 V schwanken. Also muß die Steuer-Spitzenspannung $\hat{u}_{g1} = 42$ V oder die Steuerspannung $u_{g1\,(eff)} = 30$ V betragen, um die Röhre voll auszusteuern und eine Sprechleistung $P_a = 4{,}2$ W bei einer Anodenbelastung $P_{av} = 15$ W zu erreichen. Das ergäbe dann eine Anodenstromschwankung von 7 bis 120 mA und eine Schwankung der Anodenspannung von + 110 V bis + 375 V.

Dieses *Ansteigen der Anodenwechselspannung* u_a über die angelegte Betriebsspannung hinaus ist nur bei einem induktiven Widerstand (z. B. einem Ausgangsübertrager) möglich, da bei ihm die gespeicherte magnetische Energie bei fallendem Strom eine entsprechende Überhöhung der Spannung erzeugt. Bei einem ohmschen Widerstand müßte die Widerstandskennlinie bei der Betriebsspannung U_b, also z. B. bei 250 V, beginnen. Sie würde dann auf der senkrechten Leiter bei 250 V : 2300 Ω = 109 mA enden, wie gestrichelt eingezeichnet. Die mögliche Leistungsentnahme wäre natürlich viel kleiner.

Wenn man genau sein will, muß man beim induktiven Außenwiderstand auch noch dessen ohmschen Widerstand berücksichtigen, der natürlich einen Abfall der Gleichspannung hervorruft. Handelt es sich um die Primärwicklung eines Ausgangsübertragers, so könnte deren Widerstand für Gleichstrom z. B. 300 Ω betragen. Es würde also entweder beim Anlegen von 250 V eine verminderte Spannung an der Anode herrschen, wenn die Gitterspannung –45 V beträgt, oder die Betriebsspannung U_b müßte um soviel höher gewählt werden, daß beim Ruhestrom von 60 mA die Spannung an der Anode selbst 250 V beträgt. Auch das kann grafisch ermittelt werden, indem man durch den Arbeitspunkt eine Widerstandsgerade für 300 Ω legt. In Bild 20.1 wurde der zweite

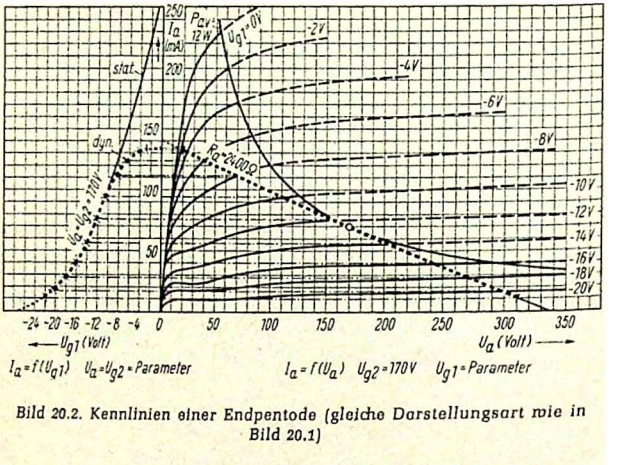


Bild 20.2. Kennlinien einer Endpentode (gleiche Darstellungsart wie in Bild 20.1)

Punkt, wie oben, bei 160 mA und 220 V ermittelt. Die gestrichelt eingezeichnete Widerstandsgerade zeigt auf $\approx$ 270 V, die als Betriebsspannung anzulegen wären, wenn man die volle Leistung erzielen wollte. Das gleiche Ergebnis könnte man bestimmt einfacher und genauer erreichen, indem man den Spannungsabfall an 300 Ω beim Anodenruhestrom berechnet. Das ergäbe 0,06 A · 300 Ω = 18 V, die man der gewählten Anodenspannung hinzuzurechnen hätte.

Wenn man, wie in Bild 20.1 geschehen, neben dieses I_a/U_a-*Kennlinienfeld* ein I_a/U_g-*Kennlinienfeld* (also neben das Ausgangs- das Eingangs-Kennlinienfeld) mit gleichem Strommaßstab setzt, die Schnittpunkte der Widerstandskennlinie mit den Gitterspannungskennlinien in das linke Feld überträgt und die so gewonnenen Punkte miteinander verbindet, so erhält man die *dynamische* oder *Arbeits-Kennlinie* für den zugrunde gelegten Außenwiderstand. Sie ist, wie man sieht, sehr schön gerade (= verzerrungsfreie Wiedergabe), aber sehr viel weniger steil als die statische Kennlinie.

Bild 20.2 zeigt das gleiche für eine Endpentode, wie sie jetzt allgemein in Gebrauch ist, mit einer maximalen Anodenbelastung von nur P_{av} = 12 W (und einer erzielbaren Sprechleistung von P_a = 5,6 W!). Wir nehmen als Beispiel wieder die Röhre EL 86, die wir schon bei der transformatorlosen Gegentakt-Endstufe kennenlernten. Jede andere Pentode ver-

hält sich aber ganz ähnlich. Auffällig ist vor allem die ganz andere Form der Gitterspannungskennlinien, hervorgerufen durch die Wirkung des Schutzgitters g 2: Oberhalb einer bestimmten Anodenspannung von 80...100 V beeinflußt ein Steigen der Anodenspannung den Anodenstrom nur noch unwesentlich. Das ist die in der 22. Stunde zu besprechende Wirkung des Schirmgitters, die die Anodenrückwirkung fast unterbindet. Im Gegensatz zur Triode ist hier die Arbeitskennlinie fast genauso steil wie die statische. Sie ist aber oben und unten gekrümmt, so daß eine Ausnützung bis in die Nähe von null Volt Gitterspannung Verzerrungen ergeben würde. Man sieht jedoch, daß bereits mit einer Gitterwechselspannung von $\hat{u}_{g1} = 9{,}9$ V ($\triangleq 7\ V_{eff}$) ein Spannungsbereich von $U_a = 20...310$ V durchlaufen wird, wobei der Strom zwischen 8 und 132 mA schwankt.

Wenn man die oben genannten Zahlen mit denen der Triode vergleicht, so ergibt sich, daß bei um 20 % geringerer Anodenbelastung eine um 33⅓ % höhere Sprechleistung entsteht. Dazu sind bei der Pentode aber nur 23,4 % der Steuerspannung nötig, die bei der Triode erforderlich war (7 V gegen 30 V). Hierin zeigt sich überaus deutlich einer der Fortschritte, nämlich die Ersparnis an Verstärkerstufen, den die Pentoden für alle Röhrenschaltungen gebracht haben. Zwar bekommt man etwas mehr Verzerrungen. Diese kann man aber durch Gegenkopplung ausgleichen und braucht dafür nur einen geringen Teil des Gewinns aufzuwenden. Ganz allgemein ist zu sagen, daß als Nutzleistung bei Trioden maximal 25...30 % der Anodenbelastung (üblicherweise als Verlustleistung bezeichnet) erzielt werden können, bei Pentoden hingegen bis 50 %. In unseren Beispielen waren es 28 bzw. 46,7 %.

Die *Eigenschaften von Transistoren* kann man in gleicher Weise darstellen, und dem I_a/U_a-*Kennlinienfeld* entspricht das I_C/U_{CE}-*Kennlinienfeld* in **Bild 20.3.** An ihm fällt zweierlei auf: zuerst die sehr große Ähnlichkeit im Kennlinienverlauf mit Bild 20.2. Sie ist nicht selbstverständlich, sondern sogar erstaunlich, denn es handelt sich um die Kennlinien einer Halbleiter*triode*, bei Bild 20.2 aber um eine *Pentode* (= Fünfpolröhre). Der flache Verlauf der Kennlinien bedeutet auch hier, daß eine Änderung der Kollektorspannung nur geringen Einfluß ausübt (leider bedeutet er nicht auch geringere Rückwirkung vom Ausgang auf den Eingang; diese ist vielmehr

größer als bei Röhren). Zweitens fällt auf, daß als *Parameter* gestrichelt die *Basisspannungen*, ausgezogen die *Basisströme* eingezeichnet sind. Man macht das seltener; es geschah hier aber, um wiederum auf zweierlei hinzuweisen: Erstens betont diese Darstellung den Unterschied zur Röhre in der Hinsicht, daß wir es beim Transistor mit vier Größen (Parametern) zu tun haben, zwei Spannungen und zwei Strömen (aus denen sich der dritte Strom dann ergibt). Und dies ist nur das äußere Kennzeichen für den noch viel wichtigeren Unterschied, daß die Röhre nur Spannungen verstärkt (und deshalb auch nur von einer Spannung gesteuert wird), während der bipolare Transistor meist den Eingangs*strom und* die Eingangs*spannung* verstärkt. Zweitens aber sieht man hier deutlich, daß der Basis*strom* stärker zunimmt als die Basis*spannung* (siehe auch die Tabelle in der 16. Stunde). Wir wollen diesen Zusammenhang nachher noch an einem *Eingangs-Kennlinienfeld* betrachten.

Bild 20.3 zeigt die *Ausgangskennlinien* eines Transistors ebenso wie die Bilder 20.1 und 20.2 (rechte Teile) die für Röhren, und zwar sind auch diese Kennlinien wieder mit *festgehaltenen* Basisströmen bzw. -spannungen gewonnen worden. Auch hier kann man wieder den Außenwiderstand, bei Transistoren häufiger als *Lastwiderstand* bezeichnet, in das Kennlinienfeld einzeichnen und grafisch darstellen, wie die Steuerleistung verarbeitet wird.

Wir wollen jetzt aber noch einen sehr wichtigen Unterschied zwischen Röhren und Transistoren betrachten: die *Restspannung*. Darunter versteht man den Teil der Betriebsspannung (Batteriespannung U_b), der für die Verarbeitung des Signals nicht ausgenutzt werden kann. Bei der Röhre, bei der ja Steuergitter und Anode *gegeneinander* arbeiten (die Gitterspannung drosselt den Anodenstrom mehr oder weniger), ist diese Restspannung erheblich. Es handelt sich um den Teil der Widerstandskennlinie (von der Ordinate aus, in den Bildern 20.1 und 20.2 dünn punktiert), der unbenutzt bleiben muß. Bei der Triode sind das etwa 110 V, bei der Pentode etwa 25 V, wie die Bilder zeigen. Bei Leistungstransistoren beträgt diese Restspannung $\approx 0{,}5 \ldots 0{,}75$ V, sonst noch weniger. Daher werden bei Transistoren die Stromquellen fast restlos ausgenutzt, während bei den Röhren ein größerer Teil der Leistung ohne Nutzeffekt verbraucht wird, nur um die Elektronen durch das Steuergitter hindurchzuziehen. Des

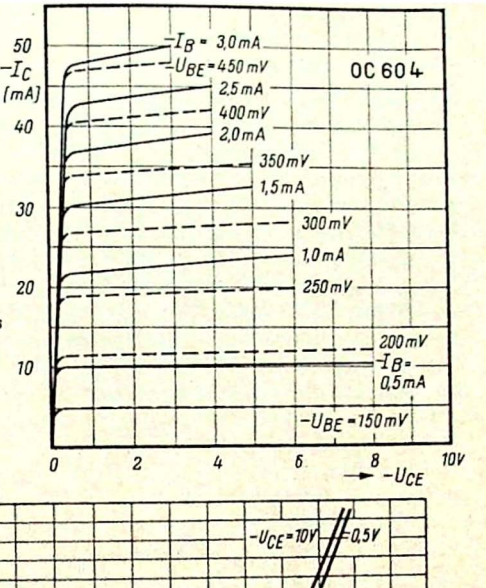


Bild 20.3. I_C/U_{CE}-Kennlinienfeld eines pnp-Transistors

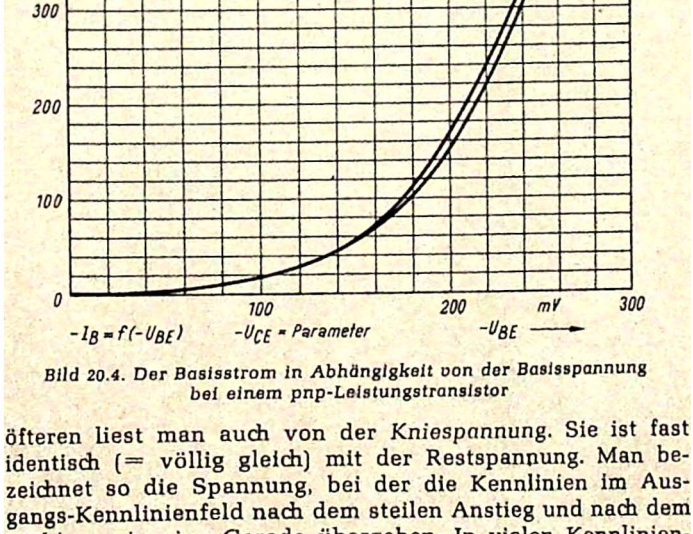


Bild 20.4. Der Basisstrom in Abhängigkeit von der Basisspannung bei einem pnp-Leistungstransistor

öfteren liest man auch von der *Kniespannung*. Sie ist fast identisch (= völlig gleich) mit der Restspannung. Man bezeichnet so die Spannung, bei der die Kennlinien im Ausgangs-Kennlinienfeld nach dem steilen Anstieg und nach dem Umbiegen in eine Gerade übergehen. In vielen Kennlinien-

feldern der Industrie werden sie überhaupt erst von der Kniespannung an gezeichnet, weil der Rest ja ohnehin nicht interessiert (siehe Bild 20.6).

Bild 20.4 zeigt das Eingangs-Kennlinienfeld eines bipolaren Leistungstransistors, das es bei Röhren nicht geben könnte. Es zeigt die Abhängigkeit des *Basisstroms* von der *Basisspannung*. Man sieht, daß der Strom fast exponentiell zunimmt, während ihn die Kollektorspannung nur wenig beeinflußt. Dieser Basisstrom, dem bei der Röhre ein Gitterstrom entsprechen würde, wenn es den dort gäbe, ist allerdings, wie wir wissen, nur eine Nebenerscheinung. Der aus dem *Emitter in die Basis* hineinfließende Ladungsträgerstrom, die sogenannte *Trägerinjektion*, entspricht zwar diesem Basisstrom, ist aber sehr viel größer. Bei der Röhre ist das der Katodenstrom. In **Bild 20.5** erkennen wir den Zusammenhang zwischen *Basisstrom* und *Kollektorstrom*, der kaum gleichmäßiger verlaufen könnte. Man sieht, daß in diesem Falle der Kollektorstrom etwa 50mal so groß ist wie der Basisstrom. Auch hier erkennt man deutlich, wie wenig der Kollektorstrom von der Kollektorspannung beeinflußt wird; die hundertfache (!) Kollektorspannung steigert, wie ersichtlich, den Strom nicht einmal auf das Eineinhalbfache. Man könnte fast meinen, diese Spannung spiele eine ganz untergeordnete Rolle. Dabei muß aber bedacht werden, daß der gleiche Strom

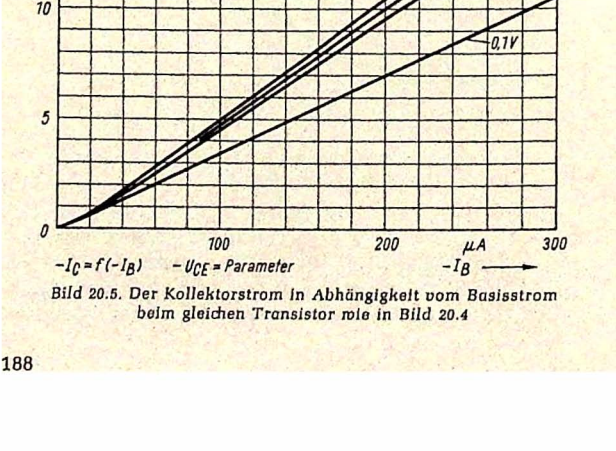


Bild 20.5. Der Kollektorstrom in Abhängigkeit vom Basisstrom beim gleichen Transistor wie in Bild 20.4

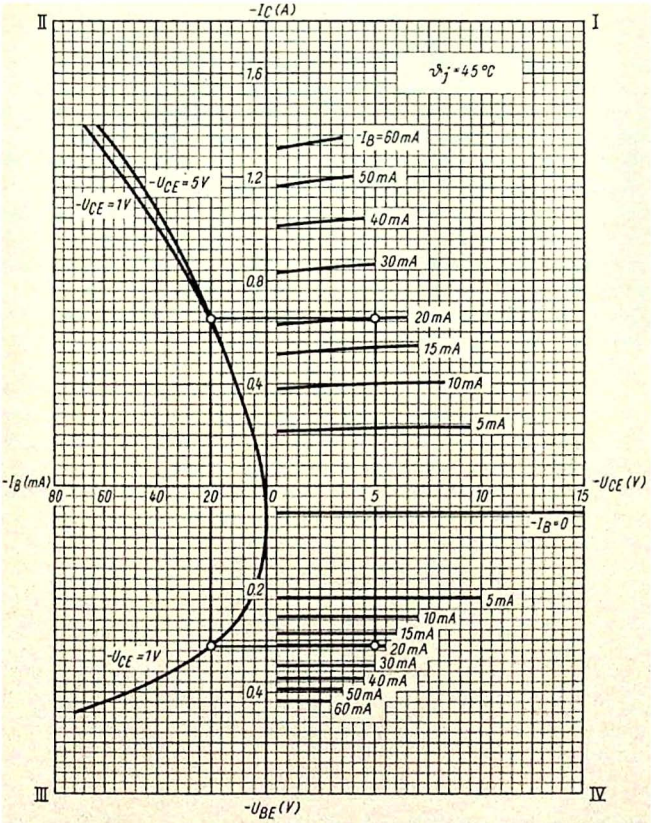


Bild 20.6. Vierquadranten-Kennlinienfeld eines bipolaren pnp-Leistungstransistors

bei höherer Kollektorspannung einen höheren Lastwiderstand durchfließen, an ihm einen höheren Spannungsabfall erzeugen und eine höhere Leistung abgeben kann. Für die Wahl der Kollektorspannung sind natürlich noch andere Gesichtspunkte maßgebend. Eine Grenze setzt aber die Sperrspannung der Kollektorsperrschicht. Man muß immer so weit unterhalb dieser Grenze bleiben, daß auch die höchsten Spannungsspitzen keinen Durchbruch hervorrufen können.

Neben der uns schon bekannten Darstellungsart gibt es für Transistoren auch häufig das *Vierquadranten-Kennlinienfeld* nach **Bild 20.6.** Die vier Quadranten (= Viertelkreise) werden dabei in der üblichen Weise entgegen dem Uhrzeigersinn mit I bis IV bezeichnet, wie im Bilde geschehen. Im ersten Quadranten haben wir das *Ausgangs-* oder I_C/U_{CE}*-Kennlinienfeld*, im zweiten das *Eingangs-* oder I_C/I_B*-Feld* mit U_{CE} als Parameter. Wir haben hier die Kennlinien für $-U_{CE} = 1$ V und 5 V eingezeichnet. Man begnügt sich allerdings meist mit einer Kennlinie, z. B. für 1 V, wie im III. Quadranten. Falls man die Kennlinie für eine andere Spannung braucht, kann man leicht die Schnittpunkte aus dem ersten in den zweiten Quadranten übertragen und so selbst die benötigte Kennlinie konstruieren. Wie die Punkte zusammengehören, ist für $-U_{CE} = 5$ V und $-I_B = 20$ mA in Bild 20.6 eingezeichnet. Man kann dabei ersehen, daß zu $-I_B = 20$ mA die Spannung $-U_{BE} = 0{,}313$ V gehört, denn die zugehörige I_B/U_{BE}*-Kennlinie* findet sich im III. Quadranten. Im IV. Quadranten schließlich sehen wir die *Rückwirke-* oder U_{BE}/U_{CE}*-Kennlinien* mit $-I_B$ als Parameter. Sie geben an, um wieviel U_{BE} geändert werden muß, wenn U_{CE} sich ändert und dadurch keine Änderung von $-I_B$ eintreten soll.

Alle gezeigten Kennlinien gelten für die Emitterschaltung, die ja weitaus die häufigste ist. Bei der in Hf-Verstärkern auch noch vorkommenden Basisschaltung (siehe dazu 21. Stunde) tritt U_{CB} an die Stelle von U_{CE}, und I_E gilt anstelle von I_B als Steuerstrom. Alle gezeigten Kennlinienfelder gelten für bipolare pnp-Transistoren; die für npn-Typen sehen aber ganz genauso aus, nur sind die Vorzeichen zu beachten.

Prüfungsfragen zur 20. Stunde

20a: Was kann man aus I_a/U_g-Kennlinien von Röhren entnehmen? Was ist dabei Parameter?

20b: Was ersieht man aus I_a/U_a-Kennlinien und was ist hier Parameter?

20c: Welche Kennlinien haben bei Trioden eine ganz andere Form als bei Pentoden?

20d: Was bezeichnet man ganz allgemein als Eingangs- und was als Ausgangs-Kennlinienfeld?

20e: Was ist ein Vierquadranten-Kennlinienfeld? Und was wird in den einzelnen Quadranten dargestellt?

Die drei Signal-Grundschaltungen für Röhre und Transistor

Bisher wurde immer nur eine Art der Anschaltung von Verstärkerröhren bzw. Transistoren betrachtet (gemeint ist hier nicht die Gleichstromversorgung, die festliegt und bei der nur die Spannungen innerhalb gewisser Grenzen dem vorliegenden Bedürfnis angepaßt werden können; sie soll hier außer Betracht bleiben). Wir sprechen hier vom *Signal* und der Art seiner Verarbeitung durch Röhre und Transistor. In dieser Hinsicht gibt es drei Möglichkeiten, die in der Praxis auch benutzt werden. Stets ist, wenn wir die Röhre betrachten, das Steuergitter an der *Steuerung* beteiligt. Man kann aber die Steuerspannung entweder zwischen Steuergitter und Katode oder zwischen Steuergitter und Anode legen, und man kann außerdem im ersten Fall entweder die Katode oder das Gitter mit Masse verbinden und damit als gemeinsamen Pol für Ein- und Ausgang benutzen. Ganz analoge (= entsprechende, gleichartige) Möglichkeiten bestehen bei den Transistoren, wobei wieder die Basis dem Gitter entspricht. Anders gesagt: Man kann jeden der drei Pole zum gemeinsamen Bezugspunkt für Ein- und Ausgang machen, bei der Röhre z. B. entweder Katode oder Gitter oder Anode, wobei auf der Eingangsseite das Steuergitter mindestens als zweiter Pol dabei sein muß, sinngemäß beim Transistor die Basis. In den Erläuterungen dieser Stunde bezieht sich alles über *Transistoren* Gesagte *nur* auf *bipolare* Ausführungen. Alle *unipolaren* Typen haben ähnliche Eigenschaften wie für Röhren angegeben.

Bild 21.1 zeigt die gebräuchlichste, die sogenannte *Katodenbasisschaltung*. Die zu verstärkende *Eingangs-Wechselspannung* u_e liegt zwischen Gitter und Katode, die verstärkte *Ausgangswechselspannung* u_a wird zwischen Anode und Katode abgenommen. Dieser Röhrenschaltung entspricht beim Transistor die uns schon bekannte Schaltung nach **Bild 21.4,** die als *Emitterschaltung* bezeichnet wird (auch „Emittergrundschaltung"), weil der Emitter dem Ein- und Ausgang gemeinsam ist. Sie ist die weitaus gebräuchlichste. (Wegen des Vergleichs sprechen wir hier nur von der Spannungsverstärkung, während beim Transistor ja auch noch eine Stromverstärkung stattfindet; darüber später.)

Bei **Bild 21.2** sind gegenüber der Katodenbasisschaltung Gitter und Katode vertauscht. Zwar liegt noch immer u_e zwischen Gitter und Katode, aber nicht die Katode, sondern das Gitter liegt hier an Masse, und zwischen ihm und der Anode wird die *Ausgangs-Wechselspannung* u_a abgenommen. Diese Schaltung heißt daher *Gitterbasisschaltung*, und ihre wichtigste Eigenschaft ist die, daß das Gitter eine statische Abschirmung (siehe Leucht, „Grundlagen"[1]) zwischen Ein- und Ausgangskreis darstellt und so die besprochene *Rückwirkung* fast ganz unterbindet. Zwar bleibt die Katoden/Anoden-Kapazität bestehen. Da sie aber nur etwa ein Zehntel des Wertes von $C_{g/a}$ beträgt, ist ihr Einfluß entsprechend gering. Und $C_{g/a}$ legt sich ja parallel zum *Ausgang*, es entfällt also die früher besprochene Anodenrückwirkung. Man findet diese Schaltung fast nur am Eingang von UKW-Empfängern, und dann oft als sogenannte *Zwischenbasisschaltung* nach **Bild 21.7**, bei der nicht das Gitter selbst geerdet ist, sondern ein geeigneter Punkt des Eingangskreises *zwischen* Katode und Gitter.

Bild 21.5 zeigt die der Gitterbasisschaltung entsprechende *Basisschaltung* beim Transistor (auch „Basisgrundschaltung" genannt). Dies war die erste Schaltung, mit der man beim damals erfundenen Spitzentransistor Verstärkung erzielte; daher die Bezeichnung „Basis" für das Plättchen, auf das die Spitzen aufgesetzt waren, und daher das heutige Symbol für den Transistor. Nachdem sich beim Flächentransistor für Nf-Verstärkung und für Hf-Verstärkung im LW- bis KW-Bereich zumeist die Emitterschaltung durchgesetzt hat, wird die Basis- und auch die Zwischenbasisschaltung ähnlich Bild 21.7 nur noch für hohe Frequenzen und meist nur in UKW-Schaltungen benutzt. Dazu trägt besonders bei, daß die Basisschaltung auch bei bipolaren Transistoren keine Stromverstärkung liefert, sondern nur Spannungsverstärkung (siehe Tabelle S. 196). Meist wird man in solchen Fällen FET anwenden.

Die **Bilder 21.3** und **21.6** schließlich zeigen die *Anodenbasis-* bzw. die *Kollektorschaltung* (weitere in der Literatur vorkommende Bezeichnungen sind „Katodenverstärker, Katodenfolger oder -folgeschaltung" bzw. „Kollektorgrundschaltung, Emitterfolger oder Emitterverstärker"). Die Röhrenschaltung wird als eigentlicher Verstärker nicht angewendet, denn bei

[1]) Abschnitt 7.13.

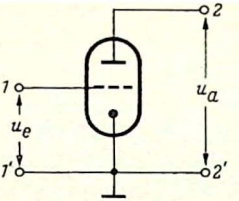


Bild 21.1. Katodenbasisschaltung

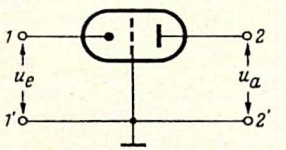


Bild 21.2. Gitterbasisschaltung

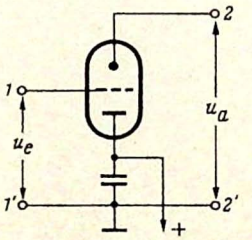


Bild 21.3. Anodenbasisschaltung

(u_e = Eingangs-, u_a = Ausgangs-Wechselspannung)

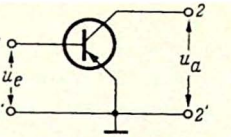


Bild 21.4. Emitterschaltung

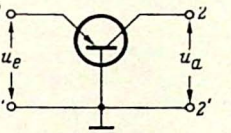


Bild 21.5. Basisschaltung

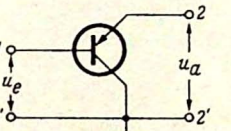


Bild 21.6. Kollektorschaltung

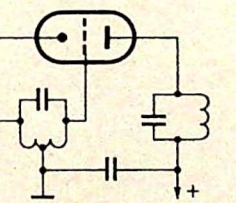


Bild 21.7. Zwischenbasisschaltung

ihr ist die Spannungsverstärkung kleiner als 1 (also $u_a < u_e$, d. h. es erfolgt eine Abschwächung anstatt einer Verstärkung). Beim bipolaren Transistor ergibt sich eine Stromverstärkung in etwa der gleichen Größe wie bei der Emitterschaltung (aber ohne die sonst außerdem vorhandene Spannungsverstärkung), so daß diese Schaltungsart auch bei Transistoren nicht sehr häufig ist. Da diese Schaltungen aber bei hohem Eingangs- einen niedrigen Ausgangswiderstand aufweisen, werden sie bei Röhren und Transistoren in gewissen Sonder-

fällen als Impedanzwandler benutzt, etwa wie ein Übertrager, um von einem hohen Eingangs- auf einen niedrigen Ausgangswiderstand umzusetzen (s. Bild 25.6).

Hier tauchen der *Eingangs-* und der *Ausgangswiderstand* als neue Begriffe auf, die bei der Anwendung von Transistoren eine große Rolle spielen. Beim Eingangswiderstand handelt es sich um den Wechselstromwiderstand, den der Eingang des Transistors der speisenden Signalquelle bietet und an den diese nach Möglichkeit angepaßt werden muß. Beim sogenannten *Ausgangswiderstand* handelt es sich um den Wechselstrom-Innenwiderstand der Röhre bzw. des Transistors, an den die nachfolgende Stufe anzupassen ist.

Mit dem *Eingangswiderstand* oder dessen Reziprokwert (= Kehrwert), dem *Eingangsleitwert*, mit dem man noch häufiger rechnet, hat man bei Röhren mit ihrem negativ vorgespannten Gitter kaum zu tun, ebenso beim Unipolar-Transistor. Bei beiden nimmt das hochohmige Gitter bzw. der G-Pol keinen Strom auf. Das aber bedeutet: Leitwert fast Null = sehr hoher Widerstand. Er liegt in der Größenordnung von einigen Megohm und brauchte nicht berücksichtigt zu werden. Zu rechnen ist nur mit dem Gitterableitwiderstand, der Drossel oder der sonstigen Zuleitung.

Bipolare Transistoren haben hingegen in Emitter- und in Basisschaltung sehr kleine *Eingangswiderstände*. Bei Erklärung der Wirkungsweise des bipolaren Transistors wurde schon gesagt, daß er eine Steuer*leistung* benötigt, daß ein Basis*strom* fließen muß, damit ein brauchbarer Kollektorstrom zustandekommt. Der Basisstrom wird natürlich um so höher, je größer die zu verstärkende Leistung ist. Je höher aber der Steuerstrom sein soll, desto niedriger muß der Eingangswiderstand sein. Er beträgt $\approx 1 \ldots 3\ \mathrm{k\Omega}$ für die gebräuchliche Emitterschaltung bei kleinen Leistungen, der sogenannten *Kleinsignalverstärkung*. Darunter versteht man alle Arten der Verstärkung in Vorstufen, bei denen der mögliche Verstärkungsbereich nur zu einem Teil ausgenutzt wird. Bei der *Großsignalverstärkung*, d. i. in Endverstärkerstufen, beträgt der *Eingangswiderstand* r_e hingegen meist nur noch 200 bis 500 Ω, denn zur Aussteuerung einer großen Leistung muß auch eine entsprechende Steuerleistung aufgenommen werden (und nach dem Ohmschen Gesetz ist ja $r_e = u_e : i_e$). Für die *Basisschaltung*, die vorwiegend für Hf-Verstärkung und hier wieder für UKW-Eingangsstufen angewendet wird, sind

die Werte noch niedriger als für die oben erwähnte Kleinsignalverstärkung. Man ist daher in allen Hf-Stufen, bei denen das zutrifft, gezwungen, nur mit einem Bruchteil der Windungen anzukoppeln, um den steuernden Kreis nicht zu sehr zu bedämpfen. Dafür ist die erzielbare Stufenverstärkung bei bipolaren Transistoren recht hoch. Bei Emitterschaltung kann eine 1000...10 000fache Leistungsverstärkung (= 30...40 dB) erzielt werden[1]).

Der *Ausgangswiderstand* ist der, an den die nachfolgende Stufe angepaßt werden muß. Er stellt das dar, was man bei Stromquellen und auch bei Röhren den *Innenwiderstand* nennt (in allen Röhrentabellen so angeführt; siehe R_i bei den nun folgenden Röhren-Kennwerten), und auch hier ist das wieder der Wechselstromwiderstand. Er beträgt bei der Emitterschaltung in Hf- und Nf-Vorstufen bis zum Doppelten des Wertes normaler Trioden, bei der Basisschaltung (die beim Flächentransistor nur die Spannungsverstärkung ermöglicht, weil von dem als Steuerstrom dienenden Emitterstrom nur 90...98 % zum Kollektor gelangen) ein Vielfaches davon. In Nf-Endstufen, in denen man wegen der geforderten Leistungsverstärkung nur die Emitterschaltung anwendet, ist der Ausgangswiderstand niedriger als bei Trioden, nur etwa 500 Ω oder weniger. Hier ist das aber meist kein Nachteil, weil man dynamische Lautsprecher mit ihren niedrigen Schwingspulen-Widerständen ohnehin mit Übertragern anzupassen pflegt.

Die umstehende *Tabelle* gibt einen Überblick über Anpassungswiderstände und erzielbare Verstärkungen.

Beim bipolaren Transistor ist ein wichtiger Wert der *Faktor* β, der *Kurzschluß-Stromverstärkungsfaktor*. Zu seiner Feststellung mißt man bei (für Wechselstrom!) kurzgeschlossenem Transistorausgang, um wieviel größer der am Ausgang auftretende verstärkte Signalstrom gegenüber dem steuernden am Eingang ist. Dieser Wert ist nicht nur bei den verschiedenen Transistortypen unterschiedlich, sondern er

[1]) *dB* = *Dezibel* = zehntel *Bel*, benannt nach Graham Bell, der das Telefon in die Praxis einführte. Das *Bel* ist ein logarithmisches Maß für das gegenseitige Verhältnis zweier Spannungen, Ströme oder Leistungen, und zwar aufwärts oder abwärts gerechnet. Das Zehntelbel, *Dezibel* genannt, wird viel in der Fernmeldetechnik verwendet. Man kann damit entweder nach Tabellen rechnen – so z. B. RPB 100: Daten- und Tabellensammlung, RPB 68/70: Formelsammlung, und Limann, Funktechnik ohne Ballast – oder mit Hilfe von Logarithmen, z. B. mit dem Rechenstab.

Tabelle: Erreichbare Verstärkungen und Anpassungswiderstände

bei **Röhren**	*Katodenbasis-schaltung:*	*Gitterbasis-schaltung:*	*Anodenbasis-schaltung:*
Spannungsverstärkung:	bis 150fach	noch gut	kleiner als 1
bei **bipolaren Transistoren**	*Emitter-schaltung:*	*Basis-schaltung:*	*Kollektor-schaltung:*
Spannungsverstärkung:	einige hundert- bis einige tausendfach	wie Emitter-schaltung	kleiner als 1
Stromverstärkung:	10...200fach	etwas kleiner als 1	10...200fach
erreichbare *Leistungsverstärkung:*	10^3...10^4fach	10^2...10^3fach	10...200fach
Eingangswiderstand:	10...10^3 Ω	10...40 Ω	100...300 kΩ
Ausgangswiderstand:	10...40 kΩ	100...300 kΩ	20...300 Ω

schwankt in gewissem Grade auch noch bei den einzelnen Stücken infolge der unvermeidlichen Fabrikationsstreuungen. Er wird mit steigender Frequenz immer niedriger. Bei der *β-Grenzfrequenz* beträgt er das 0,7fache des Größtwertes.

Man kann alle diese Kennwerte nicht nur messen, sondern z. T. auch aus den schon besprochenen Kennlinien entnehmen, die von den Erzeugern für jede Röhren- bzw. Transistorentype herausgegeben werden. Bei den Transistoren machen allerdings die erwähnten Streuungen manchmal noch einige Schwierigkeiten. Bei den Röhren hingegen sind die Toleranzen so gering, daß man an Hand der herausgegebenen Unterlagen ohne weiteres die Arbeitspunkte und -bedingungen festlegen kann.

Bei den *Röhren* sind es drei *Kennwerte*, die über die wichtigsten Eigenschaften Auskunft geben: *Steilheit, Leerlaufverstärkungsfaktor* und *Innenwiderstand*. Sie gehen aus

von einer *Änderung der Gitterspannung* ΔU_g
von der *Änderung des Anodenstromes* ΔI_a
und der *Änderung der Anodenspannung* ΔU_a

in einem betrachteten Bereich. Sie sagen aus, wie der eine Wert sich ändert unter dem Einfluß des sich ändernden zweiten, während der dritte *konstant* (= unverändert, gleichbleibend) gehalten wird.

Die *Steilheit* gibt an, um wieviel sich der Anodenstrom ändert bei einer Änderung der Gitterspannung um 1 V. Die Dimension (hier = Maßeinheit) ist daher mA/V, und formelmäßig geschrieben ist die

$$\textit{Steilheit:}\quad S = \frac{\Delta I_a \ \text{[mA]}}{\Delta U_g \ \text{[V]}} \qquad (U_a = \text{konst.})$$

Es ist, anders gesagt, einfach die Steilheit der Kennlinie im *Anodenstrom/Gitterspannungs-* oder I_a/U_g*-Kennlinienfeld,* wie es **Bild 21.8** als Beispiel zeigt. Man kann hier ohne weiteres ablesen, daß sich bei einer Änderung der Gitterspannung um 1 V der Anodenstrom um 2,5 mA ändert. Die Röhre hat also eine *Steilheit S* von 2,5 mA/V.

Der zweite Kennwert, der *Leerlaufverstärkungsfaktor,* ist der *Reziprok-* oder *Kehrwert* zu dem ursprünglich allein gebräuchlichen *Durchgriff D.* Dieser gab einen präzisen (= genauen, unzweideutigen) Wert für den Einfluß der Anoden-

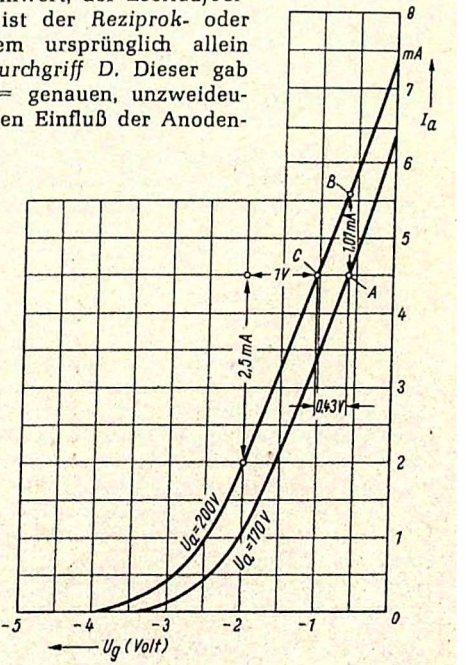


Bild 21.8. Eingangs- (I_a/U_g-)*Kennlinien einer Triode*

spannung auf den Anodenstrom (sagte also, wie wirkungsvoll die Anodenspannung durch das Steuergitter hindurchgriff und die Elektronen aus der Raumladungswolke herauszog, und damit auch, wie stark die Rückwirkung bei der betreffenden Röhre war). Die Definition (= Begriffsbestimmung) lautet daher

$$\textit{Durchgriff: } D = \frac{\Delta U_g \text{ [V]}}{\Delta U_a \text{ [V]}} \quad (I_a = \text{konst.})$$

Wenn man in Bild 21.8 den Punkt A betrachtet, so hat man dort bei $U_a = 170$ V und $U_g = -0{,}6$ V einen Anodenstrom von 4,5 mA. Würde sich jetzt die Anodenspannung auf 200 V erhöhen, so stiege der Anodenstrom auf 5,57 mA. Um bei der um 30 V erhöhten Anodenspannung I_a konstant zu halten, müßte man die Gitterspannung U_g um $-0{,}43$ V auf $-1{,}03$ V bringen. Beide Spannungsänderungen ergeben die gleiche Wirkung. Sie verhalten sich aber nach obiger Formel wie 0,43 V : 30 V = 1 : 70. Üblicherweise wird der Durchgriff in Prozenten angegeben. Hier ergäbe sich also 100 % : 70 = 1,43 % für *D*. So rechnete man bei Trioden.

Nun wird aber bei den Mehrgitterröhren, die wir in der 22. Stunde besprechen wollen, der Durchgriff so klein gemacht, daß mit ihm nur noch schlecht zu rechnen ist. Da man schon früher den Reziprokwert des Durchgriffs als

$$\textit{Verstärkungsfaktor: } \mu = \frac{1}{D} = \frac{\Delta U_a \text{ [V]}}{\Delta U_g \text{ [V]}} \quad (I_a = \text{konst.})$$

definierte, gibt man jetzt fast allgemein nur noch diesen an. Man nennt ihn neuerdings meist *Leerlaufverstärkungsfaktor* μ, um zu betonen, daß es sich hier nur um einen theoretischen (= gedanklichen) Wert, eine praktisch nie erreichbare Verstärkung handelt. Leerlauf bedeutet ja, daß die Röhre auf einen unendlich hohen Außenwiderstand arbeitet. Dann aber würde kein Anodenstrom fließen. Praktisch braucht man einen Außenwiderstand von endlichem Wert, und damit wird die Verstärkung entsprechend niedriger. Der Kennwert μ gibt aber einen guten Anhalt für die erzielbare Verstärkung.

Im obigen Beispiel wäre $\mu = 70$, praktisch liegen die alten Nf-Trioden zwischen 20 und 30, moderne Hochleistungs-

UKW-Trioden erreichen bis 100, Pentoden hingegen meist sehr hohe Werte, die nie angegeben werden. Dagegen findet man in den Tabellen $\mu_{g2/g1}$, d. i. also der Reziprokwert des Durchgriffs des zweiten Gitters (Schutzgitters) durch das erste. Diesen Wert braucht man aber seltener. Unser Beispiel bezieht sich auf den *Triode*nteil der Röhre ECL 82.

Man kann jedoch μ jederzeit errechnen aus der *Steilheit S* und dem (Wechselstrom-)*Innenwiderstand* R_i, dem dritten Röhrenkennwert, dem Widerstand also, an den die nachfolgende Stufe angepaßt werden muß (≙ dem Ausgangswiderstand beim Transistor). Er ist das Verhältnis von Anoden*spannungs*änderung zur dadurch verursachten Anoden*strom*änderung bei gleichbleibender Gitterspannung. Nach dem Ohmschen Gesetz müßten wir also rechnen: V/A = Ω. Man rechnet aber in der Praxis:

$$\textit{Innenwiderstand: } R_i = \frac{\Delta U_a \ \text{[V]}}{\Delta I_a \ \text{[mA]}} \ (U_g = \text{konst.}),$$

erhält dadurch das Ergebnis in kΩ und berücksichtigt, daß auch bei der Steilheit mit mA gerechnet wird.

In unserem Beispiel ergibt eine Änderung von U_a um 30 V eine Änderung bei I_a um 1,07 mA (Strecke AB). Es ist also:

$$R_i = \frac{30 \text{ V}}{1{,}07 \text{ mA}} = 28 \text{ k}\Omega$$

Wichtig ist der Zusammenhang:

$$S \cdot D \cdot R_i = 1 \text{ (Barkhausen-Formel)}^{1})$$

Man sieht das sofort, wenn man die oben angegebenen Definitionen in dieser Weise miteinander multipliziert:

$$\frac{\Delta I_a \cdot \Delta U_g \cdot \Delta U_a}{\Delta U_g \cdot \Delta U_a \cdot \Delta I_a} = 1$$

---

[1]) Prof. Dr. H. Barkhausen lehrte von 1911 bis 1956 an der Technischen Hochschule in Dresden, stellte eine vollständige Theorie der Elektronenröhren auf und schuf die Grundlagen für die Laufzeitröhren (für Dezi- und Zentimeterwellen). Sein vierbändiges „Lehrbuch der Elektronenröhren" ist das grundlegende deutsche Werk und als „der Barkhausen" allgemein bekannt.

Die oben und unten stehenden Faktoren heben sich gegenseitig weg. Wenn wir unsere Werte einsetzen, ergibt sich:

$$\frac{2{,}5 \cdot 10^{-3}\,\text{A} \cdot 1{,}43 \cdot 28 \cdot 10^{3}\,\text{V}}{\text{V} \cdot 100 \qquad\qquad \text{A}} = 1$$

Setzt man in die Barkhausen-Formel $\frac{1}{\mu}$ anstelle von D ein, so erhält man die auch für Pentoden gültige Form

$$\frac{S \cdot R_i}{\mu} = 1 \quad \text{oder} \quad S \cdot R_i = \mu$$

Wenn man also zwei der genannten Kennwerte kennt, so kann man den dritten daraus jederzeit berechnen.

Genau genommen ist keine Kennlinie gerade, so daß alle jeweils genannten Kennwerte bei ein und derselben Röhre Unterschiede aufweisen, je nach dem betrachteten Arbeitspunkt. Die in Tabellen angeführten Kennwerte gelten nur für den angegebenen Arbeitspunkt. Die Barkhausen-Formel gilt aber für jeden beliebigen Arbeitspunkt.

Für die tatsächlich bei Röhren erreichbare *Spannungsverstärkung* V_u gibt es folgende Faustformeln:

$$\text{für } \textit{Trioden}\text{: } V_u = \mu \cdot \frac{R_a}{R_i + R_a}$$

$$\text{für } \textit{Pentoden}\text{: } V_u = S \cdot \frac{R_i \cdot R_a}{R_i + R_a}$$

und bei *Pentoden* kann man, falls $R_i \geqq 5 \cdot R_a$ ist, rechnen:

$$V_u \approx S_A \cdot R_a \qquad (S_A = \text{Arbeitssteilheit})$$

Beim Triodenteil unserer als Beispiel gewählten ECL 82 haben wir folgende Spannungsverstärkungen:

bei $U_a = 200$ V ist $V_u = 47...52$fach

bei $U_a = 100$ V ist $V_u = 42...47$fach.

In den Tabellen der Röhrenfabriken werden für die Betriebsdaten zwei Arten von Werten angegeben: erstens *Grenzwerte* (Höchstwerte), die nicht überschritten werden dürfen, wenn man nicht eine Schädigung von Röhre oder Transistor riskieren will, zweitens empfohlene *Betriebswerte*.

Hier werden bei *Röhren* Gittervor- und Anodenspannung (bei Mehrgitterröhren auch noch Schutzgitterspannung) angegeben. Aus diesem *Arbeitspunkt* ergeben sich dann Anodenstrom usw. von selbst. Bei *Transistoren* hingegen gibt man den sogenannten *Arbeitspunkt* an als Kollektorspannung und Kollektorstrom. Da dieser weitgehend temperaturabhängig ist, muß die Basisspannung so gewählt und so erzeugt werden, daß der vorgeschriebene Strom in einem möglichst breiten Umgebungs-Temperaturbereich möglichst wenig überschritten wird. Ein Transistor-Reiseempfänger z. B. soll ja in einem kalten Zelt ebenso gut arbeiten wie am sonnendurchglühten Rivierastrand.

Vielfach werden als *Transistor-Kennwerte* auch *Matrix-Werte* (Vierpol-Parameter) angegeben. Sie leiten sich her von der in der Mathematik vielfach angewandten *Matrizen-Rechnung* (Matrix, Mehrzahl Matrizen, hier $\approx$ Rechenschema, Schablone). Bei ihr werden die zu einem Gleichungssystem gehörenden Werte nach genauer Vorschrift in rechteckigen Zusammenstellungen angeordnet, für die es dann wieder bestimmte Rechenregeln gibt. Wir können das hier nicht näher behandeln, geben aber in **Bild 21.9** eine Zusammenstellung der in vielen Tabellen vorkommenden Parameter mit Erklärung, was jeder von ihnen bedeutet. Links unten im Bild findet sich auch ein Beispiel für eine Vierpol-Matrix.

Die *Vierpol-Parameter*, um die es sich hier handelt, heißen z. B.: y_{11} (sprich: ypsilon-eins-eins), h_{21}, z_{12} usw. Sie gehören danach zur *h*-, *r*-, *y*- oder *z*-Matrix. Innerhalb dieser bezeichnet die erste Indexziffer die Zeile, die zweite die Spalte innerhalb der Matrix. In der *h-Matrix* steht:

in der ersten Zeile	$(h_{1\ldots})$	u_1	$(= -U_{BE})$,
in der zweiten Zeile	$(h_{2\ldots})$	i_2	$(= -I_C)$,
in der ersten Spalte	$(h_{\ldots 1})$	i_1	$(= -I_B)$,
in der zweiten Spalte	$(h_{\ldots 2})$	u_2	$(= -U_{CE})$

(die als Beispiele in Klammern und in Bild 21.9 genannten Bedeutungen für u_1, i_1 usw. gelten für pnp-Transistoren). Bild 21.9 zeigt die Zugehörigkeit der verschiedenen Bezeichnungen. Wichtig ist, daß es sich durchweg um *Quotienten* handelt, genau wie bei den eben besprochenen Röhrenkennwerten. Es bedeutet danach:

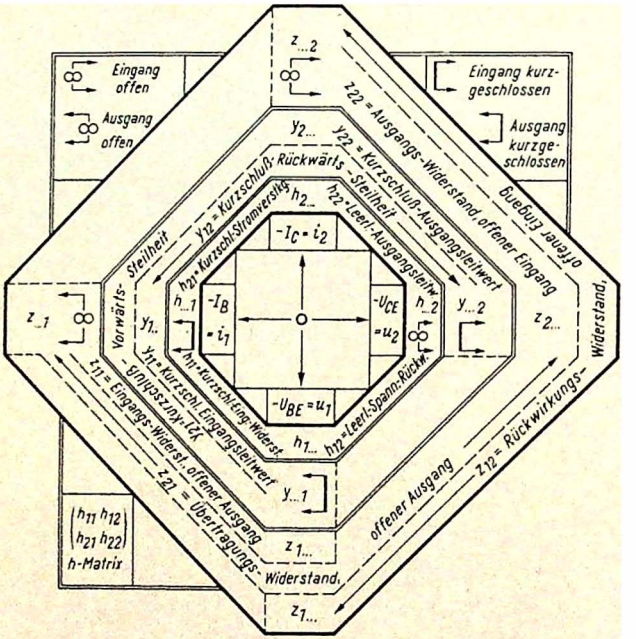


Bild 21.9. Übersicht über die Bedeutung der verschiedenen Vierpol-Parameter beim bipolaren pnp-Transistor

$$h_{12} = \frac{u_1}{u_2} \left(= \frac{-U_{BE}}{-U_{CE}} \right) \text{ bei offenem Eingang } (i_1 = 0)$$

Bei den Röhren wurde auch immer einer der Kennwerte konstant gehalten, d. h. der dort sonst auftretende Wechselstrom bzw. die Wechselspannung zu Null gemacht. Dementsprechend gibt es hier nun, wie Bild 21.9 zeigt, offenen und kurzgeschlossenen Eingang oder dasselbe beim Ausgang. Auch das bedeutet, daß jeweils der entsprechende Wechselstromwert zu Null gemacht wird. Bei der Röhre ist z. B.

$$(U_a = \text{konst.}) = (\text{Ausgang kurzgeschlossen}).$$

In einer Meßschaltung z. B. ist ja die Anode (über das Milliamperemeter) mit der Batterie verbunden und über diese (für

Wechselstrom) mit der Katode kurzgeschlossen. Wechselspannungen können an der Anode nicht auftreten. Bei „offenem Eingang" (nur bei Transistoren gebräuchlich) wird am Ausgang eine Meß-Wechselspannung eingespeist und am Eingang gemessen, wieviel davon dorthin gelangt (Rückwirkung!).

Aus Bild 21.9 sind alle *h*-, *y*- und z-Parameter ersichtlich. Dabei stellen die z-Parameter *Widerstandswerte* dar, wie aus den Erläuterungen hervorgeht ($U/I = R$). Bei Niederfrequenzverstärkung sind diese z-Parameter rein ohmsche Widerstände. Sie werden dann als *r-Parameter* mit den gleichen Indizes bezeichnet und es sind:

r_{11} = Eingangs- + Basiswiderstand
r_{12} = Basiswiderstand
r_{21} = Übertragungs- + Basiswiderstand
r_{22} = Kollektor- + Basiswiderstand

Prüfungsfragen zur 21. Stunde

21a: Welche Bedeutung kommt der Emitterschaltung zu?

21b: Welche besonderen Eigenschaften hat die Basisschaltung und welche Röhrenschaltung entspricht ihr?

21c: Wie lautet die Barkhausen-Formel und welchen Vorteil bietet sie dem Praktiker?

21d: Was ist und was bedeutet der Leerlaufverstärkungsfaktor?

21e: Welche Werte gibt man für den Arbeitspunkt eines bipolaren Transistors an?

Mehrgitterröhren und Typenbezeichnungen

Wie in der 21. Stunde beim *Durchgriff* erläutert wurde, ruft bei Trioden ein Schwanken der Anoden*spannung* eine dementsprechende Änderung des Anoden*stromes* hervor. Wir lernten in der 8. Stunde, daß die Anodenspannung einer der Faktoren ist, die die Stärke des Anodenstromes bestimmen. Sobald ein merkbarer Wechselstromwiderstand in der Anodenleitung liegt, schwankt aber die Spannung an der Anode entsprechend dem vom Gitter gesteuerten Anodenwechselstrom. An einem in die Anodenleitung gelegten Widerstand erscheint die Steuerwechselspannung dann verstärkt. Der dem Anodengleichstrom überlagerte Wechselstrom ergibt ein entsprechendes Schwanken der Anodenspannung um die angelegte Gleichspannung herum, sobald der Ausgang nicht für Wechselstrom kurzgeschlossen ist.

Die Auswirkung dieser Schwankungen ist nun aber der Steuerwirkung des Gitters genau entgegengerichtet. Wird das *Gitter weniger negativ*, so erhöht sich der Anodenstrom, das ergibt einen höheren Spannungsabfall am Außenwiderstand, die *Spannung an der Anode* wird daher *weniger positiv* und läßt den Strom nicht so stark ansteigen, wie es bei gleichbleibender Anodenspannung der Fall gewesen wäre. Verminderung der *negativen* Gitterspannung ergibt also Verminderung der *positiven* Anodenspannung. Man sagt: Steuerspannung und Anodenspannung sind um 180° in der Phase gedreht. Aus alledem ergibt sich der unerwünschte Sachverhalt, daß ein Teil der Steuerwechselspannung allein dazu verbraucht wird, die Gegenwirkung der schwankenden Anodenspannung auszugleichen.

Deshalb gilt ja auch der Wert der Steilheit S, wie er in Tabellen angegeben wird, nur für Messungen ohne Außenwiderstand. Man nennt ihn die *statische Steilheit*, weil er mit Gleichspannungen gemessen wird. Mit eingeschaltetem Außenwiderstand erhielten wir die *Arbeitssteilheit* S_A, auch *dynamische Steilheit* genannt. Sie ist natürlich für jeden Außenwiderstandswert anders.

Wir haben bei den Bildern 20.1 und 20.2 vorweggenommen, daß die Arbeitssteilheit bei Trioden erheblich geringer ist als

die statische Steilheit, bei Pentoden hingegen beide Werte fast gleich sind. Der solcherart bei Trioden entstehende Leistungsverlust war bei Leistungsstufen und ohmschen Außenwiderständen recht unangenehm. Bei Hf-Verstärkung kamen dazu noch zwei weitere Gründe, die zur Weiterentwicklung der Röhren anreizten: erstens die Rückwirkung der Anode auf das Gitter (s. Bild 18.6), die zu wilden Schwingungen im Empfänger führte und zur Neutralisation zwang, zweitens aber der Wunsch nach hohen Innenwiderständen. Der Innenwiderstand der Röhre legt sich ja parallel zum nachgeschalteten Schwingkreis, bedämpft und verschlechtert ihn also um so mehr, je kleiner er ist (in der vorigen Stunde lernten wir außerdem: $\mu = R_i \cdot S$).

Das Mittel, diese Mängel weitgehend zu mildern, fand man im Einbau eines weiteren Gitters, des sogenannten *Schutzgitters* g 2, das zwischen Steuergitter und Anode angeordnet und an eine *konstante* positive Spannung gelegt wird. **Bild 22.1** zeigt das Schema einer solchen *Tetrode* (= Vierpolröhre). Die Gitter werden, von innen beginnend, fortlaufend numeriert. Die Kapazität $C_{g/a}$ wird auf diese Weise aufgeteilt in die Serienschaltung $C_{g2/a}$ und $C_{g1/g2}$, und g 2 bildet außerdem einen statischen Schirm zwischen a und g 1, denn g 2 wird durch C_{sch} kapazitiv an Masse gelegt. $C_{g/a}$ wird dadurch sehr klein ($\approx$ 0,01 pF).

Hier übernimmt nun das zweite Gitter mit seiner positiven Spannung die Aufgabe, die Elektronen aus der Raumladungswolke um die Katode herum mit immer gleicher Kraft durch das Gitter 1 hindurchzuziehen und in Richtung auf die Anode zu beschleunigen. Dieses Gitter wird so weit gewickelt, daß verhältnismäßig wenige Elektronen auf seinen Drähten lan-

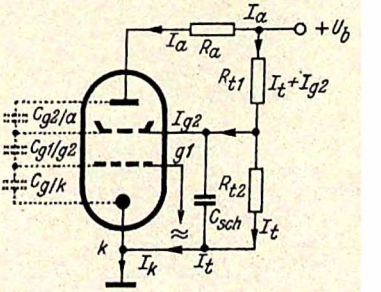


Bild 22.1. Schema einer Hf-Tetrode

den (und den Schutz- oder Schirmgitterstrom I_{g2} ergeben), die meisten aber zur Anode weiterfliegen. An dieser selbst darf nun getrost die Spannung schwanken, denn durch sie wird der Anodenstrom praktisch nicht beeinflußt, sondern nur noch durch die Steuerspannung an g 1.

Bei den für *Hf-Verstärkung* bestimmten Röhren bildet man außerdem das zweite Gitter zu einer Art Käfig aus, so daß es eine möglichst vollständige Abschirmung der Anode gegen Steuergitter g 1 und Katode *k* darstellt. Man nennt es dann *Schirmgitter*. Es gibt also *Schirmgitterröhren* für Hf-Stufen und *Schutzgitterröhren* für Nf-Verstärkung. Wichtig für die Wirkung ist der Schirmgitterkondensator C_{sch}, der jeweils so groß dimensioniert (= bemessen) sein muß, daß zwischen *k* und g 2 keine Wechselspannung auftritt (denn natürlich schwankt auch der Schirmgitter*strom* entsprechend der Steuerung). Die Wirkung *kann* durch den gezeichneten Spannungsteiler unterstützt werden. Bei *Endröhren* bekommt das Schutzgitter meist die gleiche Spannung wie die Anode. Dann übernimmt der große Siebkondensator im Netzteilausgang (C_s bzw. C_{sa} in den späteren Schaltungen) die Aufgabe, das Schutzgitter wechselspannungsfrei zu halten.

Wir wissen schon, daß durch den Einbau eines Schirmgitters der *Durchgriff* so klein wird, daß in den Tabellen dann der *Schirmgitterdurchgriff* $D_{g2} = \Delta U_{g1}/\Delta U_{g2}$ angegeben wird, noch häufiger μ g 2/g 1. Ein kleinerer Durchgriff bedeutet aber bei gleichbleibender Steilheit (die von der konstruktiven [= baulichen, gestalterischen] Ausbildung des Steuergitters abhängt) nach der Barkhausenformel ein entsprechendes Anwachsen des inneren Widerstandes R_i und damit höhere Verstärkung. R_i liegt bei den heute gebräuchlichen Trioden (EC 86, ECC 81...86, ECF 80, 83 u. ä.) zwischen 3 und 62,5 kΩ, bei Schirmgitterröhren der gleichen Serien jedoch zwischen 200 und 2500 kΩ.

Bei Anwendung der in Bild 22.1 gezeigten *Tetrode* stellte sich allerdings ein Nachteil heraus: Die *Sekundärelektronen* führten zu einer geschweiften, z. T. *fallenden Kennlinie*. **Bild 22.2** zeigt das für eine mit 60 V Schirmgitterspannung betriebene Hf-Tetrode (die Kennlinien entsprechen denen in Bild 20.2 rechts). Sekundärelektronen werden stets durch die mit großer Geschwindigkeit aufprallenden Elektronen aus der Anode herausgeschlagen, so wie heftiger Regen aus Wasserpfützen Tropfen aufspritzen läßt. Diese Elektronen bewegen

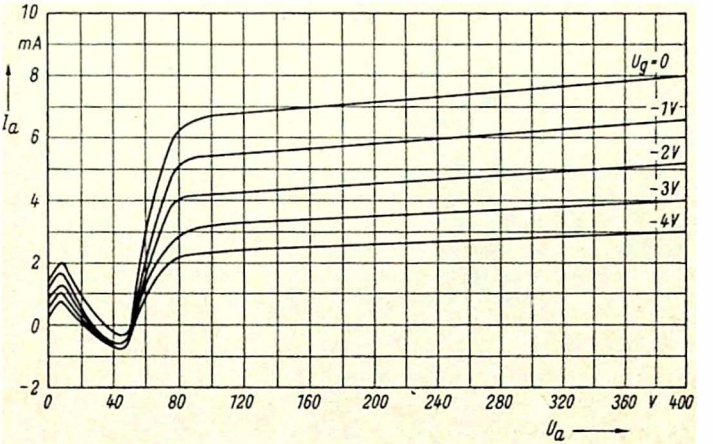


Bild 22.2. I_a/U_a-Kennlinienfeld der ersten Hf-Tetrode (nach „Einführung in die Technik der Elektronenröhren" von Edmund Haak; Verlag Erich Herzog, Goslar)

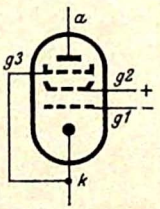


Bild 22.3. Schema einer Pentode

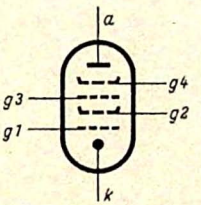


Bild 22.4. Hexode

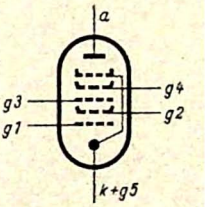


Bild 22.5. Heptode

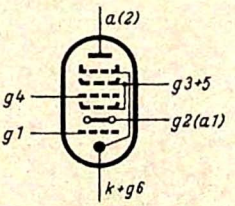


Bild 22.6. Oktode

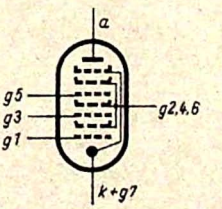


Bild 22.7. Nonode (Enneode)

sich nur langsam von der Anode weg und werden durch deren positive Spannung wieder zurückgeholt, wie die Wassertropfen durch die Schwerkraft. Wenn aber die Anodenspannung (bei hohen Anodenwechselspannungen) kleiner wird als die Schirmgitterspannung, werden während dieser Zeitspanne die Sekundärelektronen zum Schirmgitter gezogen. Sekundärelektronen, die auf dem Schirmgitter landen, stellen aber einen *Strom von der Anode zum Schirmgitter* dar, in Bild 22.2 im Bereich zwischen ≈ 10 und 55 V (in diesem Bereich wird der Schirmgitterstrom um soviel größer, wie der Anodenstrom gegenüber dem normalen Kennlinienverlauf zu klein ist). Das heißt aber: Der durch den Außenwiderstand fließende Anodenstrom entspricht in diesem Bereich durchaus nicht der Steuerspannung (Verzerrungen). Daneben führt eine fallende Kennlinie zu erheblicher Schwingneigung, und sie wird in Spezialfällen auch zur Schwingungserzeugung ausgenutzt (z. B. bei der sogenannten Dynatronschaltung und bei Tunneldioden). Deshalb unterdrückt man den unerwünschten Sekundärelektronenstrom durch ein drittes Gitter zwischen Schirmgitter und Anode.

Auch dieses dritte Gitter ist weit gewickelt, aber es erhält nicht positive Spannung, sondern wird, damit es negativ ist, mit der Katode oder mit Masse verbunden, wie **Bild 22.3** zeigt. Dieses *Gitter* g 3 wirkt dann als statischer Schirm zwischen g 2 und Anode, und nebenbei erhöht es den Innenwiderstand noch weiter. Die *stark beschleunigten* Elektronen, die von der Katode zur Anode fliegen, werden durch dieses Gitter nicht behindert. Die *langsamen* Sekundärelektronen aber werden von dem gleich ihnen negativen g 3 abgebremst, können nicht zu g 2 gelangen und kehren, von der Anode angezogen, zu dieser zurück. Das Gitter g 3 in Bild 22.3 heißt daher *Bremsgitter*. In diesem Bild sehen wir auch, wie sich die symbolischen Darstellungen der verschiedenen Gitter unterscheiden. (Man darf nicht „Fanggitter" sagen! Die Elektronen werden nicht gefangen, sondern zurückgelenkt!)

Diese *Pentode* (= Fünfpolröhre) hat sich so bewährt, daß Trioden dadurch viel seltener geworden sind. Man hat z. B. bei der Röhre EF 89 die Kapazität $C_{g1/a} \approx 0{,}002$ pF machen können gegenüber dem besten Triodenwert 1,2 pF bei der EC 88 (= 1 : 600). Bei manchen als Endpentoden bezeichneten Lautsprecherröhren ist heute das Bremsgitter in Wirklichkeit durch andere konstruktive Maßnahmen überflüssig geworden,

so daß es sich bei ihnen nicht um Pentoden, sondern um Tetroden (Vierpolröhren) handelt. Da sie aber alle Eigenschaften echter Pentoden haben, bezeichnet man sie auch weiterhin so.

Man ist noch weiter gegangen und hat nach **Bild 22.4** zwei Steuer- und zwei Schirmgitter eingebaut. Diese Röhre heißt Hexode (= Sechspolröhre), und sie kann als besonders gut regelbare Hf-Röhre oder als doppelt steuerbare zum Mischen von zwei Frequenzen, wie das beim Super notwendig ist, verwendet werden. Zu solcher Frequenzwandlung im Super dienen auch die *Heptode* (= Siebenpolröhre) nach **Bild 22.5** und die *Oktode* (= Achtpolröhre) nach **Bild 22.6.** Die Heptode verdrängte die Hexode, weil auch bei ihr das Bremsgitter Vorteile bringt. Die *Oktode* entstand durch Übereinanderbau einer Triode (zur Schwingungserzeugung), eines Schirmgitters und einer Pentode (zur Mischung). Sie spielte eine Zeitlang als Mischröhre eine große Rolle, besonders in Batteriesuperhets, verdient aber wohl heute nur noch historisches Interesse. – Überall gilt, daß steuernde und Bremsgitter negative oder allenfalls gleiche Spannung gegenüber der Katode haben, alle Schutz- oder Schirmgitter aber positive.

Ebenfalls zur Verarbeitung von Hochfrequenz dient die *Nonode* (= Neunpolröhre, auch „Enneode" benannt) nach **Bild 22.7.** Sie wurde eigens für die Demodulation von frequenzmodulierten Schwingungen entwickelt und besitzt außer Katode und Anode drei Steuer- und drei Schirmgitter und ein Bremsgitter. Sie ist aber selten.

Streng unterscheiden von diesen Vielelektrodensystemen muß man die sogenannten *Verbundröhren*, die mindestens drei Buchstaben in der Typenbezeichnung haben. Bei ihnen sind mehrere Röhrensysteme in einen gemeinsamen Röhrenkolben eingebaut, z. T. sogar um eine gemeinsame Katode herum. Beispiele sind Typen wie ECL (Nf-Vorverstärker- mit Endröhre), ECH (Oszillator- und Mischröhre) u. ä. Sie ergeben Ersparnisse im Platz- und z. T. auch im Strombedarf und im Preis. Bei den Typenbezeichnungen am Schluß dieser Stunde kommen wir auf sie zurück.

Zum Ausgleich von Feldstärkeunterschieden und -schwankungen (Fadings) brauchte man *Röhren mit regelbarer Verstärkung*. Bei stark einfallendem Sender sollte niedrig, bei schwachem Einfall entsprechend höher verstärkt werden. Die angestrebte Automatik erforderte aber eine möglichst lei-

stungslose Regelung, und dafür bot sich das Steuergitter an. Erhöht man die Gittervorspannung, so verlagert sich der Arbeitspunkt in Richtung auf den unteren Teil der *Arbeitskennlinie*, wo diese eine geringere Steilheit besitzt. Diese *geringere Steilheit* (und damit Verstärkungsherabsetzung) braucht man aber gerade dann, wenn *große Wechselspannungen* zur Verarbeitung ans Gitter gelangen (!). Träfe man mit ihnen auf den unteren Kennlinienknick, so gäbe es starke

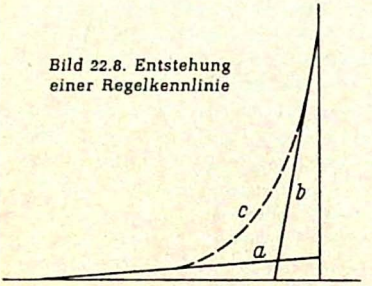


Bild 22.8. Entstehung einer Regelkennlinie

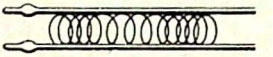


Bild 22.9 Steuergitter mit ungleichmäßiger Steigung

Verzerrungen. **Bild 22.8** zeigt nun zwei I_a/U_g-*Kennlinien*, wie sie einmal für starkes (*a*), zum anderen für schwaches Signal (*b*) erwünscht wären. Der geknickte Übergang von einer zur anderen wäre natürlich weder brauchbar noch herstellbar. Er muß allmählich erfolgen, wie gestrichelt (*c*) gezeichnet. Dann ist die Kennlinie in allen Teilen wenigstens annähernd gerade, und die Verzerrungen bleiben klein. Man erreicht das bei Schirmgitterröhren durch ein Steuergitter mit ungleichmäßiger Steigung nach **Bild 22.9.** Wird hier die negative Vorspannung erhöht, so sperren zuerst die am engsten gewickelten Teile des Gitters den Anodenstrom völlig, und bei weiterer Erhöhung sperrt ein immer größerer Teil den Elektronendurchfluß. Solche Änderung der Vorspannung erfolgt automatisch durch die *Regelspannung*. Weil die Kurve der Regelröhren einer Exponentialkurve (Bild 19.1) ähnelt, nennt man sie auch *Exponentialröhren*.

Wichtig ist die *Änderung der Steilheit*. Nach der in der 21. Stunde angegebenen Formel ist sie bei Pentoden für die Verstärkung V_u ausschlaggebend. Dagegen spielt die gleichzeitig eintretende Herabsetzung des Anodenstromes eine

untergeordnete Rolle. Diesen Vorgang nützt man aber bei vielen Regelröhren dazu aus, die Schirmgitterspannung entsprechend ansteigen zu lassen. Man bringt dann keinen Spannungsteiler nach Bild 22.1 an, der für Hf-Tetroden damals erforderlich war, sondern läßt R_{t2} weg. Am verbleibenden Vorwiderstand verringert sich der Spannungsabfall entsprechend dem (bei sperrendem Steuergitter) sinkenden Schirmgitterstrom und läßt in gleichem Maße die Schirmgitterspannung steigen. Der Schirmgitterkondensator gleicht noch immer die schnellen Änderungen durch die Modulation aus, nicht aber die langsamen durch die Regelung. Durch diese *gleitende Schirmgitterspannung* vermindert sich der Regelspannungsbedarf, und die nicht ganz vermeidbaren Verzerrungen werden geringer.

Dies alles gilt nur für Röhren. Bei Transistoren ist es bisher nicht gelungen, mehrpolige Ausführungen zu schaffen, die sich für Rundfunkgeräte hätten einführen können. Dagegen zeigen die in der 19. Stunde II beschriebenen FET und MOSFET gute Regelbarkeit und so gute Rückwirkungsfreiheit, daß man für den Rundfunk auf vielpolige Konstruktionen wohl wird verzichten können. In der Elektronik hingegen werden mehrpolige Halbleiterelemente mit Hilfselektroden in großem Maße angewandt.

1959, als die Transistoren bereits ins MHz-Gebiet vordrangen, entwickelte man in den USA eine ganz neue Röhrenart, den *Nuvistor* ($\approx$ neuer Anblick). Diese winzigen Röhren, etwa in Fingerhutgröße, bestanden aus Keramikteilen (ohne Glas und Glimmer) mit Metallkolben und hatten sehr günstige Eigenschaften. Sie wurden dann auch in Deutschland hergestellt und konnten kurz in Rundfunk- und Fernsehgeräte vordringen, wurden aber schnell von den weiterentwickelten Transistoren wieder verdrängt. Seitdem findet diese fortschrittliche Technik nur noch im kommerziellen Bereich Verwendung.

Typenbezeichnungen

Aus der Bezeichnung jeder Röhre kann man viel über ihre Eigenschaften, Zweckbestimmung und Bauart entnehmen, denn für die *deutschen Röhren* ist ein Typenschlüssel aufgestellt worden. Er bezieht sich bei den jetzt gebräuchlichen Röhren mit Ausnahme der D-Serie durchweg auf indirekt geheizte Röhren. Hauptsächlich verwendet man zur Zeit:

Erster Buchstabe (Heizart):

D Heizspannung 1,2...1,4 V
E Wechselstrom- und Autobatterieheizung 6,3 V, z. T. Serienheizung 0,2 A
G Sonder-Gleichrichter (Farbfernsehen)
H Serienheizung 0,15 A
P Serienheizung 0,3 A
U Serienheizung 0,1 A
X Serienheizung 0,6 A

Weitere Buchstaben (Zweck):

A Hf-Diode
B Duo-Diode (zwei Hf-Dioden über gemeinsamer Katode)
C Triode
D End- oder Ballasttriode
E Tetrode
F Pentode
H Hexode und Heptode
K Oktode
L Endpentode
M Anzeigeröhre (mag. Auge)
Q Nonode (Enneode)
Y Hochvakuum-Einweg-Netzgleichrichter
Z Hochvakuum-Zweiweg-Netzgleichrichter

Ziffernreihen (Bauart und Sockelung betreffend):

1... 9 Außenkontaktsockel
11...19 Stahlröhrensockel
20...29 Loctalsockel
31...39 Achtstift-Oktalsockel
40...49 Achtstift-Rimlockfuß
80...89, 180...189, 800...840 Neunstift-Miniaturfuß (Noval- oder Picofuß)
90...99 Siebenstift-Miniaturfuß
200 Zehnstift-Dekalfuß
500 Neunstift-Magnovalfuß

Beispiel: EF 85 bedeutet:
6,3 V Heizspannung, Pentode mit Neunstift-Novalfuß

Bei den Verbundröhren setzt man zum Buchstaben, der die Heizart angibt, so viele weitere hinzu, wie Systeme in den gleichen Kolben eingebaut sind. Zum Beispiel heißen eine einfache und eine Duodiode, kombiniert (= zusammengefügt, vereinigt) mit einer Triode: (E)ABC, eine Hexode mit einer Triode zusammengebaut: (E)CH, eine Nf-Triode mit zwei Endpentoden: (E)CLL usw.

Weitere Einzelheiten ersieht man aus der *Röhren-Taschen-Tabelle* (Franzis-Verlag) oder aus Firmenunterlagen und aus den dort angegebenen Sockelschaltungen. Die Tabellen bringen auch die empfohlenen Betriebswerte und die maximalen Grenzwerte. Das gleiche gilt für Halbleiterbauelemente. (Für sie bietet der Franzis-Verlag eine umfangreiche *Kristalldioden- und Transistoren-Taschentabelle.*)

Auch für *Halbleiterbauelemente* hat man einen solchen Typenschlüssel aufgestellt. Nach ihm bezeichnen:

Erster Buchstabe:

A *Germanium*-Dioden und -pnp-Transistoren

B *Silizium*-Dioden und -Transistoren

N *Germanium*-npn-Transistoren

Zweiter Buchstabe:

A Diode, auch Kapazitäts-Variations-Diode

C Transistor für den Tonfrequenzbereich

D Leistungstransistor für den Tonfrequenzbereich

F Transistor für den Hochfrequenzbereich

P Fotohalbleiter (Fotodiode, Fototransistor)

S Schalttransistor

Y Leistungsdiode

Z Zenerdiode, Referenzdiode (auch als erster Buchstabe)

Dritter Buchstabe:

Er besagt *bei Transistoren* nur, daß es sich um kommerzielle Typen handelt. Den *Nummern* kommt durchweg keine spezielle Bedeutung zu.

Alle Typen, die vor Vereinbarung dieses Schlüssels herausgekommen waren, und manche andere haben abweichende Bezeichnungen. Es gibt daher noch eine bunte Vielfalt.

Prüfungsfragen zur 22. Stunde

22a: Welche Gründe gaben Anlaß zur Konstruktion von Schutzgitterröhren? Welche Vorteile brachten diese?

22b: Warum wurde noch ein drittes Gitter eingefügt und wie heißt es?

22c: Worin liegt der Unterschied zwischen Schutz- und Schirmgitter?

22d: Was versteht man unter Regelröhren und wie arbeiten sie?

22e: Durch welche Konstruktionsmaßnahme erzielt man die Regelbarkeit?

Die Stromversorgung: Batterie- und Netzanschluß

Bisher haben wir die Stromquellen in unseren Schaltungen stets als Batterien dargestellt. Wir werden das, der Einfachheit halber, auch weiterhin tun. Stromversorgung aus Batterien in der Art, wie sie **Bild 23.1** zeigt, wird hingegen heute nur noch bei recht alten Geräten vorkommen, so bei ortsveränderlichen Röhrengeräten, die netzunabhängig sein müssen, u. ä. In der Anfangszeit war dies die einzig mögliche Art der Stromversorgung. Eine besondere *Heizbatterie HB* (Akkumulator oder Trockenbatterie) lieferte den Heizstrom für die parallelgeschalteten Heizfäden. Eine zweite, die *Anodenbatterie AB* mit 60...120 V Spannung, lieferte Anodenspannung und -strom. Meist diente ein kleiner Teil *GB* am negativen Ende von *AB* zur Bereitstellung der negativen Vorspannungen, also als *Gitterbatterie*.

Solche Empfänger werden heute nicht mehr gefertigt, denn in Batterieempfängern hat der Transistor die Röhre vollständig verdrängt. Bei ihm fallen erstens der teure Heizstrom und gleichzeitig das Gewicht der Heizbatterie weg, zweitens werden als Betriebsspannung nicht 60 und mehr Volt benötigt, sondern nur 6...9 V, drittens aber betragen die Ströme trotz der niedrigen Spannung meist nur einen Bruchteil des Anodenstroms bei Röhren, so daß die Batterien eine wesentlich höhere Lebensdauer erreichen. Man verwendet vielfach Monozellen oder Taschenlampenbatterien. Spezialbatterien führen sich daneben immer mehr ein. Zeitweilig benutzte man sogenannte Energieblocks mit unverwechselbaren Druckknopfanschlüssen, denn falsche Polung kann zur sofortigen Zerstörung der Transistoren führen (sofern dagegen nicht Vorkehrungen getroffen sind).

Transistorempfänger werden zum größten Teil aus Batterien versorgt. Trotzdem findet man bei ihnen oft Siebglieder in der durchgehenden Stromleitung, bei den meisten aber mindestens einen Elektrolytkondensator parallel zur Batterie (dabei aber den Ausschalter zwischen [!] Kondensator und Batterie, da diese sonst in den Hörpausen mit dem Leckstrom des Kondensators belastet wäre). Hier soll in

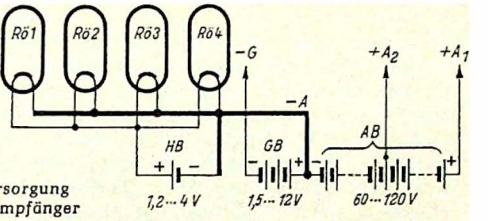


Bild 23.1. Stromversorgung der ersten Batterieempfänger

erster Linie ein „Stromvorrat" geschaffen werden, der bei auftretenden Stoßbelastungen einem Absinken der Spannung entgegenwirkt. Außerdem muß ja stets der innere Widerstand der Batterie für den Signal-Wechselstrom überbrückt werden. In die Leitung eingebaute Siebglieder aus Widerstand und großer Kapazität haben den Zweck, ungünstige Verkopplungen im Gerät zu unterbinden.

Wichtig ist trotzdem, daß die benutzten Batterien einen niedrigen Innenwiderstand auch für Gleichstrom haben, denn Kondensatoren können nur eine momentane Spitze ausgleichen, müssen dann aber wieder aufgeladen werden. Bei hohem Innenwiderstand der Batterie sinkt bei Belastung die Klemmenspannung und infolgedessen noch mehr die Leistung ab, es treten Verzerrungen, Heulen usw. auf. Neuerdings gibt es *Spezialbatterien für Transistorgeräte,* die bei langdauernder niedriger Stromentnahme auf geraume Zeit einen niedrigen Innenwiderstand behalten. Zur Unterscheidung von Beleuchtungsbatterien, die für höhere Stromentnahme ausgelegt sind, aber ihren Innenwiderstand schneller erhöhen, sind sie besonders gekennzeichnet. Natürlich könnte man den Innenwiderstand durch Parallelschalten mehrerer Batterien herabsetzen; dabei bestünde aber die Gefahr, daß sie sich verschieden schnell erschöpfen und sich dann eine Batterie über die andere entlädt. Auf jeden Fall ist anzuraten, Spezialbatterien zu verwenden und sie rechtzeitig vor Erschöpfung zu erneuern. Man mißt die Spannung am besten unter Belastung oder macht eine extrem kurze (nur angetippte) Kurzschlußmessung mit einem Amperemeter.

Während bei Röhrenempfängern fast stets der *Minuspol an Masse* liegt, besteht bei Transistoren dafür keine Norm. Jede Polung hat ihre Vorteile, und der Konstrukteur wählt jeweils die ihm am günstigsten erscheinende.

Röhrenempfänger für Netzanschluß mußte man früher für Wechsel- oder für Gleichstrom bauen, weil beide Stromarten in Versorgungsnetzen vorkamen. Später entstand der *Allstromempfänger*, für beide Stromarten verwendbar, den man eine Zeitlang für den Empfänger der Zukunft hielt. Der *Wechselstrom-Netzempfänger* hat ihm gegenüber aber viele Vorteile, z. B. galvanische Trennung der ganzen Schaltung vom Netz (durch einen Netztransformator mit getrennten Wicklungen), geringere Anfälligkeit gegen örtliche Störungen, geringere Reparaturanfälligkeit. Außerdem muß man im Heizkreis eines Allstromempfängers meist ziemlich viel Energie ungenutzt vernichten, während andererseits als höchste Anodenspannung meist nur die jeweilige Netzspannung zur Verfügung steht. Nachdem es inzwischen so gut wie keine Gleichstromnetze mehr gibt, werden praktisch nur noch Empfänger für Wechselstromanschluß gebaut, und die Allstromtechnik interessiert auf dem Rundfunksektor nur für die ganz wenigen alten Empfänger, die es bei uns noch gibt. Daneben werden aber die deutschen Fernsehempfänger bislang durchweg in Allstromtechnik geschaltet, weil der sonst erforderliche Netztransformator nicht nur groß und schwer wäre, sondern durch sein magnetisches Streufeld zu ganz erheblichen Störungen Anlaß geben könnte (die Elektronen werden ja auch durch magnetische Felder abgelenkt; wir sagten schon früher, daß diese Eigenschaft in Fernsehbildröhren angewendet wird). In den USA mußte man allerdings mit Netztransformatoren arbeiten und entsprechende Abschirmmaßnahmen in Kauf nehmen, denn dort beträgt die Netzspannung nur 117 V.

Der wichtigste Unterschied der erwähnten Betriebsarten liegt darin, daß beim *Wechselstrom-Netzanschluß* keine Berührungsgefahr mit der Netzspannung besteht. Sie gelangt nur in die Primärwicklung des Transformators, und aus den von dieser sehr wirksam isolierten Sekundärwicklungen werden alle benötigten Spannungen entnommen. Im Gegensatz dazu kann man beim echten *Allstrom-Netzanschluß* weder den Heizkreis noch den Anodenkreis vom Netz trennen. Vielmehr muß fast stets ein Pol der Netzspannung mit dem Massepol des Gerätes verbunden werden, der ja gleichzeitig den Minuspol der Anodenspannung darstellt. In die andere Netzzuleitung wurde meist ein Gleichrichter so eingeschaltet, daß sich an seinem Ausgang die positive Anodenspannung ergab. Je nachdem, wie der Netzstecker in die Steckdose ein-

geführt wird, liegt dann am Massepol (und früher war das meist ein Metallchassis!) des Allstromgerätes entweder Null oder Phase der Netzleitung. Alle mit dem Massepol in Verbindung stehenden Metallteile eines solchen Empfängers müssen daher gegen Berührung geschützt werden.

Nur bei Verwendung eines Brückengleichrichters, der sich in Empfängern erst einzuführen begann, als der Allstromempfänger im Aussterben war, werden Plus und Minus hinter dem Gleichrichter abgenommen, der also dann zwischen ihnen und dem Netz liegt. Ein beachtlicher Nachteil des Allstrom-Netzanschlusses war, daß bei Netzspannungen unter 220 V auch die Anodenspannung entsprechend niedrig war, weil man nicht hochtransformieren konnte oder einen entsprechenden Aufwand treiben mußte, um es wenigstens bei Wechselstrom zu ermöglichen.

Wird ein Allstromempfänger an ein *Gleichstromnetz* angeschlossen, so kann er (außer bei eingebautem Brückengleichrichter) nur arbeiten, wenn die Polung richtig ist. Andernfalls muß der Netzstecker umgedreht werden.

Unterschiedlich ist auch die Schaltung der *Röhrenheizung: Wechselstromröhren* haben alle die gleiche Heiz*spannung* (z. B. 6,3 V). Der Heiz*strom* richtet sich hingegen nach der benötigten Heiz*leistung* (z. B. erheblich höher für Endröhren gegenüber Anfangsstufenröhren). Die Heizfäden werden zusammen mit den Beleuchtungslämpchen alle *parallel,* wie in Bild 23.1, an die Heizwicklung des Transformators angeschlossen. Da hierüber keinerlei Zweifel möglich sind, wird in Schaltbildern von Wechselstrom-Netzempfängern die Heizleitung nur an den Stellen gezeichnet, wo Besonderheiten darzustellen sind. Das Schaltbild wird dadurch übersichtlicher. – Trotz der Isolation des Fadens gegen Katode muß die Heizwicklung auch bei indirekter Heizung meist mit Masse verbunden werden, um Brummstörungen zu unterbinden. Früher geschah das fast stets an einer Mittelanzapfung oder sogar über ein Querpotentiometer („Entbrummer" genannt), heute wird meist ein Ende der Wicklung an Masse gelegt. Für sehr brummempfindliche Stufen (z. B. UKW-Vorstufen, ganz besonders aber in Fernsehgeräten bei der Allstromheizung) muß man oft noch kapazitive Erdungen vorsehen (s. Bild 23.3).

Allstromröhren haben im Gegensatz zu Wechselstromröhren den gleichen Heiz*strom* und werden in Reihe (Serie) geschaltet. Hier wird dann, je nach der benötigten Heizleistung ($P = U \cdot I$), die Faden*spannung* sehr verschieden gewählt. Bei den Fernsehröhren (E- und P-Serie mit 300 mA Heizstrom) gibt es Fadenspannungen zwischen 3,1 und 30 V, bei den letzten Radio-Allstromröhren (U-Serie, 100 mA Heizstrom) von 9,5 bis 55 V.

Ein Beispiel für den Netzteil eines früheren 6-Kreis-Supers mit U-Röhren zeigt **Bild 23.2.** Dabei wurden hier zur Verdeutlichung die Heizkreisleitungen stark ausgezogen. Es ist allgemein üblich, bei Allstromschaltungen Heizkreis und Anodenspannungserzeugung in dieser Art gesondert zu zeichnen, allerdings ohne die hier erfolgte Hervorhebung des Heizkreises. Die vier Röhren dieser Schaltung benötigen zusammen 145 V Heizspannung, konnten also schon aus einem 125-Volt-Netz nicht mehr in Reihe geheizt werden. Man sah daher zwei bedarfsweise parallelzuschaltende Heizkreise für je 110 V vor, dazu für die seltener vorkommenden Netzspannungen 125, 150 und 240 V Zusatzwiderstände.

An das dicht am Masseanschluß gelegene Ende des Heizkreises wurde stets die brummempfindlichste Röhre gelegt (hier UBL 21, die Demodulationsdiode enthaltend). Dann folgten, der Brummempfindlichkeit nach, die beiden Röhren UCH 21. Für den Fall der Umschaltung auf 110 V Netzspannung mußte hinter diese (zusammen 95 V brauchenden) Heizfäden jetzt ein Vorwiderstand von 150 Ω für die verbleibenden 15 V geschaltet werden, damit sich beim Anlegen von 110 V ein Strom von 0,1 A einstellte. Es folgten in der anderen Heizkreishälfte die Gleichrichterröhre UY 21, dann erst die beiden Beleuchtungslämpchen zu je 18 V und schließlich der Urdoxwiderstand U 24/10 P mit 24 V Spannungsbedarf, der bei 220 V Netzspannung also die höchste Spannung gegen Masse aufwies.

Je weiter ab vom Masseende des Heizkreises sich eine Röhre befindet, desto größer ist der Spannungsunterschied zwischen Faden und Katode dieser Röhre, also die Beanspruchung der dazwischenliegenden Isolation. In unserem Beispiel ist bei der UY 21 der Spannungsunterschied an einem Heizfadenende 135 V, am anderen 185 V. Auch durch geringfügige Isolationsfehler könnten daher leicht Störungen auftreten.

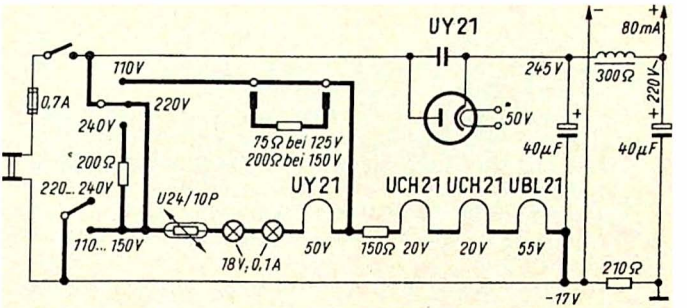


Bild 23.2. Stromversorgung eines früheren Allstromempfängers

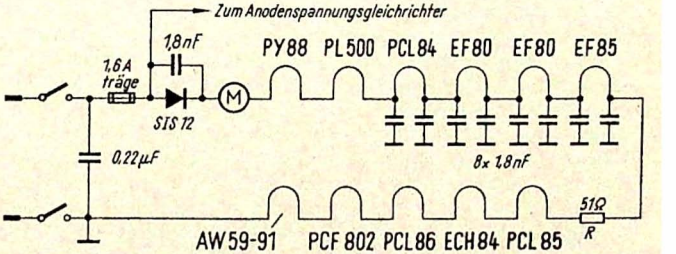


Bild 23.3. Stromsparschaltung durch Einfügen eines Gleichrichters in den Heizkreis eines Fernsehempfängers (sog. Halbwellenheizung)

Der *Urdox*-Widerstand U 24/10 P (Urandioxydwiderstand mit negativem Temperaturkoeffizienten) ist ein passend gewählter Heißleiter, der in kaltem Zustand einen Widerstand von mehreren tausend Ohm aufweist. Er sorgt dafür, daß nicht infolge des niedrigen Kaltwiderstandes der Röhrenfäden ein hoher Einschaltstromstoß auftritt und die Lämpchen zerstört. Der Strom heizt ihn allmählich auf, bis der hier als Beispiel gewählte Typ im Endzustand 240 Ω aufweist (also 24 V aufnimmt). Über Heißleiter sprachen wir auch am Schluß der 17. Stunde. Die für 125 und 150 V vorgesehenen Vorschaltwiderstände würden in dem Zweig des Heizkreises liegen, der (bei niedriger Netzspannung) beiden parallelgeschalteten Heizkreishälften gemeinsam wäre. Sie müssen daher für den doppelten Strom berechnet werden. Natürlich gab es mancherlei verschiedene Ausführungen und Abarten, doch zeigt das Beispiel recht gut das Prinzip.

Zu beachten ist, daß der gezeichnete *Masseanschluß* nicht mit der Erde identisch ist. Antenne und Erde müssen vielmehr bei Allstromempfängern über durchschlagsichere Kondensatoren (5...10 nF) angeschlossen werden.

Die *Serienheizung mit Vorschaltwiderstand* bringt aber zwei Nachteile mit sich: einen unnützen Stromverbrauch im Vorschaltwiderstand und die oft recht unerwünschte Wärmeentwicklung in ihm. In Fernsehgeräten ist diese besonders unangenehm, wenn sie z. T. mit Transistoren bestückt sind. Zwei Auswege werden z. T. schon beschritten, allerdings nur für Wechselstrom:

Man kann anstelle eines Widerstandes einen **Vorschaltkondensator** einbauen. Dieser verbraucht weder Leistung noch erzeugt er Wärme. Sein kapazitiver Widerstand begrenzt einfach den durchfließenden Wechselstrom. Ja, er bewirkt darüber hinaus eine Phasenverschiebung, so daß sogar eine gewisse Leistungsersparnis eintritt. Dieses Verfahren führt sich in neuerer Zeit immer mehr ein, zumal mit der Verminderung der Röhrenzahl die Verlustwärme immer größer würde.

Eine andere Möglichkeit zeigt **Bild 23.3,** den *Einbau eines Gleichrichters,* der in einer Richtung sperrt, vom Wechselstrom also nur *Heizstromimpulse* durchläßt. Im Beispiel werden statt 222 Ω nur noch 51 Ω als restlicher Vorschaltwiderstand benötigt, dadurch rund 51 W Heizleistung eingespart und die sonst erzeugte unerwünschte Wärme vermieden.

Die *Anodenstromversorgung* erfolgt heute allgemein mit Trockengleichrichtern, und zwar bevorzugt man jetzt dafür vielfach die schon besprochene *Brückenschaltung,* während noch vor einiger Zeit die *Einweggleichrichtung* vorherrschend *war. Noch früher richtete man allgemein mit Röhren gleich.* Dabei kam natürlich für *Allstromgeräte* nur Einweggleichrichtung in Frage (Bild 23.2). Neuerdings verwendet man, insbesondere bei Fernsehempfängern, immer mehr die Einweggleichrichtung und benutzt fast durchweg Silizium-Gleichrichter.

Die am Ladekondensator eines solchen Netzgleichrichters verfügbare Gleichspannung ist aber als Betriebsspannung noch ungeeignet. Sie ist, wie früher dargelegt, noch mit einer Wechselspannung überlagert. Diese würde den gesamten Empfang mit dem entsprechenden Brummton überdecken, bei Einweggleichrichtung mit 50 Hz, bei Doppelweggleichrichtung mit 100 Hz. Es ist leicht einzusehen, daß diese *Brummspannung* u_B um so größer wird, je stärkeren Strom man abnimmt

(denn bis zum nächsten Ladestromstoß sinkt dadurch die Spannung am Kondensator so viel weiter ab). Umgekehrt wird die Brummspannung um so kleiner, je größer der Ladekondensator ist (denn desto größer ist sein Stromvorrat). Außerdem ist natürlich die Brummspannung bei Einweggleichrichtung wesentlich größer, da ja bei Doppelweggleichrichtung doppelt so oft aufgeladen wird.

Man kann die am Ladekondensator stehende Brummspannung nach folgender Faustformel berechnen:

$$u_B = k \cdot \frac{I}{C_l} \qquad [\mathrm{V, mA, \mu F}]$$

Die Angabe in eckigen Klammern bedeutet, daß die Brummspannung sich in Volt ergibt, wenn der Strom in Milliampere und die Kapazität in Mikrofarad eingesetzt werden. Die *Konstante k* (= Festwert [für den jeweiligen Fall]) ist, wie oben erläutert, von der Art der Gleichrichtung abhängig. Sie beträgt für *Selen-Einweggleichrichter 4,8*, für *Röhren-Einweggleichrichtung 4*, für *Selen-Brückengleichrichtung 1,8* und für *Röhren-Doppelweggleichrichtung 1,5* und ist eine dimensionlose Zahl.

Wenn wir danach die in Bild 23.2 gezeichnete Schaltung berechnen, so beträgt die Brummspannung am Ladekondensator C_l dort:

$$u_B = 4 \cdot \frac{80}{40} = 4 \cdot 2 = 8\ \mathrm{V_{eff}}$$

Anders und ohne Unterschied zwischen Röhren- und Trockengleichrichter, daher etwas ungenauer, aber vielleicht leichter zu merken, sagt es folgende Faustformel:

Je mA Stromentnahme und je µF Kapazität stehen bei Einweggleichrichtung 4 V und bei Zweiweggleichrichtung 1,5 V Brummspannung am Ladekondensator.

Natürlich muß man, wie oben erläutert, mit der mA-Zahl multiplizieren und durch die µF-Zahl dividieren. Für unser Beispiel ergäbe sich auch damit:

$$u_B = \frac{4\ \mathrm{V} \cdot 80}{40} = 8\ \mathrm{V}$$

(Die Angaben über die Werte von *k* schwanken etwas.)

Eine vollständige Brummbeseitigung nur mit dem Ladekondensator ist kaum möglich, denn erstens werden die fortlaufend auftretenden Ladestromstöße mit der Kapazität immer stärker, und das bedeutet eine immer größere Impulsbelastung des Gleichrichters (der Kondensator setzt ja dem Stromfluß praktisch keinen Widerstand entgegen, wobei allerdings immer nur die Differenz zwischen gespeicherter und vom Gleichrichter gelieferter Spannung wirksam wird). Zweitens sollte die der Anodenspannung überlagerte Brummspannung nach Möglichkeit nicht mehr als $\approx 0{,}5$ V, möglichst noch weniger, betragen. Sie stört nämlich besonders stark, weil sie keinen sinusförmigen Verlauf, also einen hohen Oberwellengehalt, hat. Die Brummspannung muß daher noch weiter verkleinert werden (durch Siebglieder).

Sobald man Röhrengeräte aus Akkumulatoren betreiben wollte, besonders im Auto oder in anderen Fahrzeugen, mußte man eine Möglichkeit schaffen, die niedrige Bordspannung in eine so hohe umzuformen, wie man sie als Anodenspannung brauchte. Man machte das lange Zeit mit einem sogenannten *Zerhacker*. Ein schwingender Anker ließ den Batteriestrom in immer wechselnder Richtung durch die Primärwicklung eines Transformators fließen, der diese wechselnden Impulse auf die gewünschte Spannung hochtransformierte. Danach wurde wieder gleichgerichtet, entweder über denselben Schwinganker oder mit einem Gleichrichter. Diese Zerhackerumformer neigten nicht nur zur Störung des Empfanges, weil die vollständige Entstörung schwierig war, sie waren auch nicht zuverlässig genug.

Man versuchte es dann mit Transistor-Umformern, die an sich die Aufgabe besser lösen konnten. Sie wurden jedoch bald überflüssig, weil alle Röhren in Autoempfängern durch Transistoren und z. T. schon durch IS ersetzt wurden und daher keine hohe Spannung mehr gebraucht wird.

Prüfungsfragen zur 23. Stunde

23a: Worin unterscheiden sich Allstrom- und Wechselstromröhren grundsätzlich?

23b: Worin liegt ein spezifischer (= arteigener, kennzeichnender) Nachteil der Serienheizung?

23c: Welche Mittel gibt es, diesem Übel abzuhelfen?

23d: Was ist ein Urdoxwiderstand? Welchem Zweck dient er im Empfänger?

23e: Von welchen Faktoren hängt die Höhe der Brummspannung $u_{\sim}$ am Ladekondensator ab?

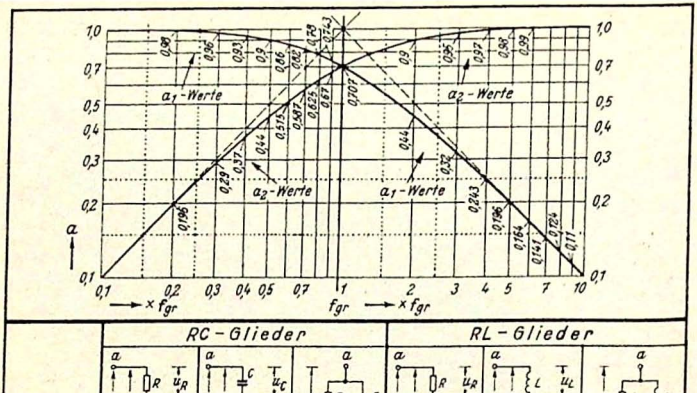
Die Stromversorgung: Siebung und Gittervorspannungserzeugung

Um bei Netzanschluß den Brummanteil der Anodenspannung so weit zu verringern, wie für den jeweiligen Zweck erforderlich, wendet man *Siebglieder* an, wie sie von den Elektrischen Grundlagen von Leucht[1]) her bekannt sind. Da alle Frequenzen von 20 Hz und höher ausgesiebt oder mindestens stark geschwächt werden sollen, braucht man einen *Tiefpaß* entsprechend den Bildern A und E der zweiten Reihe von Bild 24.1. Die dort skizzierten *RC- und RL-Glieder* kann man bei geringem Stromfluß (wenige Röhren) anwenden. Bei höherem Strombedarf wird jedoch der Spannungsabfall am Widerstand zu hoch. Dann muß man *LC-Glieder* wählen, d. h. der Widerstand muß durch eine Eisenkerndrossel ersetzt werden, wie z. B. in Bild 23.2 gezeigt. Berechnet wird diese für die Grundfrequenz, das ist 50 Hz bei Einweg- und 100 Hz bei Zweiweggleichrichtung. Die in der Brummspannung noch enthaltenen Oberwellen sind erstens an sich schwächer, zweitens aber ist die Siebwirkung eines jeden Tiefpasses um so stärker, je höher die Frequenz ist. Tiefere Frequenzen als die genannten sind stets nur in sehr geringem Maße vorhanden. Da sie auch von Lautsprechern schlecht wiedergegeben werden, treten sie fast nie in Erscheinung.

Bild 24.1 enthält die meisten Formeln, mit denen wir hier rechnen. Darin bedeuten τ die Zeitkonstante, S den Siebfaktor, der angibt, auf den wievielten Teil die Brummspannung vermindert wird, und a die verbleibende Restbrummspannung in Prozenten der ursprünglichen. Die im Mittelteil in den Formeln benutzten a_1- und a_2-Werte können für Teile und Vielfache der *Grenzfrequenz* f_{gr} aus der grafischen Darstellung am Kopf der Tabelle entnommen werden (f_{gr} ist die Mittelachse des Diagramms). Für *RC-Glieder* sind im unteren Teil des Bildes vereinfachte Formeln für S und a bei 50 und 100 Hz Brummfrequenz angegeben. Für *LC-Glieder* lauten die entsprechenden Formeln (vereinfacht):

für 50 Hz: $S \approx 0{,}1 \cdot L \cdot C$ [H, µF] $\quad a \approx \dfrac{1000}{L \cdot C}$ [%, H, µF]

[1]) Siehe Leucht, Die elektrischen Grundlagen der Radiotechnik (RPB 81/83), Abschnitte 16.4.1 bis 16.4.3.



	RC – Glieder			RL – Glieder		
	A Tiefpaß bzw. RC-Serienglied	B Hochpaß bzw. RC-Serienglied	C RC – Parallelglied	D Hochpaß bzw. RL-Serienglied	E Tiefpaß bzw. RL-Serienglied	F RL – Parallelglied
Spannung u_2 (b…c)	$u_C = u_1 \cdot a_1$	$u_R = u_1 \cdot a_2$	——	$u_L = u_1 \cdot a_2$	$u_R = u_1 \cdot a_1$	——
Spannung $u_1 - u_2$ (a…c)	$u_R = u_1 \cdot a_2$	$u_C = u_1 \cdot a_1$	——	$u_R = u_1 \cdot a_1$	$u_L = u_1 \cdot a_2$	——
Gesamtwechselstromwiderstand a…b	$r = \frac{R}{a_2}$	$r = \frac{R}{a_2}$	$r = R \cdot a_1$	$r = \frac{R}{a_1}$	$r = \frac{R}{a_1}$	$r = R \cdot a_2$
$f_{gr\,(Hz)}$ Grenzfrequenz	$= \frac{1}{2\pi \cdot R_{(\Omega)} \cdot C_{(F)}} = \frac{10^{12}}{2\pi \cdot R_{(\Omega)} \cdot C_{(pF)}}$ $= \frac{159 \cdot 10^3}{R_{(\Omega)} \cdot C_{(\mu F)}} = \frac{159}{R_{(k\Omega)} \cdot C_{(\mu F)}} = \boxed{\frac{1}{2\pi \cdot \tau}}$ (32)			$= \frac{R_{(\Omega)}}{2\pi \cdot L_{(H)}} \approx \frac{159 \cdot R_{(\Omega)}}{L_{(H)}} =$ $= \frac{159 \cdot R_{(\Omega)}}{L_{(mH)}} = \frac{159 \cdot 10^6 \cdot R_{(k\Omega)}}{L_{(\mu H)}} = \boxed{\frac{1}{2\pi \cdot \tau}}$ (33)		
$\tau_{(sec)}$	$= R_{(\Omega)} \cdot C_{(F)} = \boxed{R_{(M\Omega)} \cdot C_{(\mu F)}}$ (34)			$= \boxed{\frac{L_{(H)}}{R_{(\Omega)}}}$ (35)		
	nur für Tiefpaß A :					
S (Siebfaktor) [sofern $S \geq 2$]	$\approx \frac{R}{\frac{1}{\omega C}} = 2\pi \cdot f_{(Hz)} \cdot R_{(M\Omega)} \cdot C_{(\mu F)} = 6{,}28 \cdot f_{(Hz)} \cdot R_{(\Omega)} \cdot C_{(F)} = \frac{6{,}28 \cdot f_{(Hz)} \cdot R_{(k\Omega)} \cdot C_{(\mu F)}}{1000} = \boxed{2\pi \cdot f_{(Hz)} \cdot \tau}$ (36)					
	für 50 Hz: $S \approx 0{,}314 \cdot R_{(k\Omega)} \cdot C_{(\mu F)} = \boxed{314 \cdot \tau}$ (36a)			für 100 Hz: $S \approx 0{,}63 \cdot R_{(k\Omega)} \cdot C_{(\mu F)} = \boxed{628 \cdot \tau}$ (36b)		
$a_{(\%)}$ $(-u_2/u_1)$ [sofern $a \leq 50\%$]	$\approx \frac{100}{\omega C \cdot R} = \frac{15{,}9}{f_{(Hz)} \cdot R_{(M\Omega)} \cdot C_{(\mu F)}} = \frac{100}{2\pi f_{(Hz)} \cdot \tau} = \boxed{\frac{15{,}9}{f_{(Hz)} \cdot \tau}}$ (37)					
	für 50 Hz: $a \approx \frac{318}{R_{(k\Omega)} \cdot C_{(\mu F)}} = \boxed{\frac{0{,}318}{\tau}}$ (37a)			für 100 Hz: $a \approx \frac{159}{R_{(k\Omega)} \cdot C_{(\mu F)}} = \boxed{\frac{0{,}159}{\tau}}$ (37b)		

Bild 24.1. Grundformen der RC- und RL-Glieder und ihre Formeln

für 100 Hz: $S \approx 0{,}4 \cdot L \cdot C$ [H, µF] $a \approx \frac{250}{L \cdot C}$ [%, H, µF]

Wenn wir in dem Beispiel nach Bild 23.2 die Brummspannung von 8 V auf 0,5 V herabsetzen wollten, so brauchten wir einen Siebfaktor S von 16 oder einen Restspannungsanteil a von 6,25 %. Setzen wir bei einem *RC-Glied* den gezeichneten Siebkondensator C_{sa} von 40 µF ein, so ergibt die umgestellte Formel (36a) aus Bild 24.1 für R:

$$R = \frac{S}{0{,}314 \cdot C} = \frac{16}{0{,}314 \cdot 40} = \frac{2}{1{,}57} = 1{,}27\ \text{k}\Omega$$

An diesem Widerstand würde aber beim angegebenen Strom von 80 mA ein Spannungsabfall von $1270\ \Omega \cdot 0{,}08\ \text{A} = 102\ \text{V}$ entstehen. Da man sich einen so hohen Spannungsabfall nicht leisten kann (zumal bei Allstromempfängern!), muß man bei Strömen solcher Größe *LC-Glieder* anwenden, wie ja auch im Bild gezeichnet. Errechnet man die erforderliche Selbstinduktion der Drossel in der gleichen Art nach der oben angegebenen Formel, so ergibt sich:

$$L \approx \frac{S}{0{,}1 \cdot C} = \frac{16}{0{,}1 \cdot 40} = 4\ \text{H}$$

Dieser Wert ist leicht erzielbar. Indem man die Selbstinduktion entsprechend höher wählt, kann man mehr als die hier angenommene Mindestsiebung erreichen.

Die Angabe 300 Ω in Bild 23.2 bedeutet nur den *Gleichstrom*widerstand der Drossel. Aus ihm ergibt sich ein Spannungsabfall von 24 V im Siebglied und daraus eine Anodenspannung von 220 V am Siebkondensator C_{sa}.

Beim *Wechselstrom-Netzteil* zapft man die Primärseite des Netztransformators wie in **Bild 24.2** für alle vorkommenden Netzspannungen an. Auf der Sekundärseite hat man heute, wie gezeichnet, meist nur noch zwei Wicklungen: Die *Anodenspannungswicklung* für den Brückengleichrichter und die *Heizwicklung* für die Verstärkerröhren. Früher brauchte man daneben noch die Heizwicklung für die Gleichrichterröhre.

Bei der Schaltung nach Bild 24.2 sind zwei Siebglieder hintereinandergeschaltet, und zwar aus zwei Gründen: Erstens genügt für den zuerst abgenommenen Strom von 44 mA die dort erzielte Siebung (die Lautsprecherstufe ist weniger brummempfindlich, benötigt aber möglichst hohe Spannung), zweitens aber *multiplizieren sich die Siebwirkungen* zweier

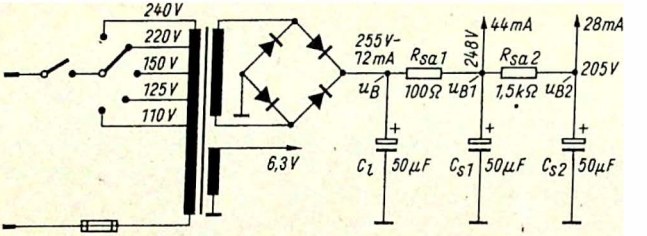


Bild 24.2. Netzteil eines Röhrengeräts mit doppelter RC-Siebung

hintereinandergeschalteter Siebketten. Dagegen ergäbe die Zusammenfassung zu *einem* Widerstand (1,6 kΩ) und zu *einem* Kondensator (100 µF) nur eine *Addition*. Es ergäbe sich also die gleiche Endspannung, die Siebwirkung wäre aber viel geringer. Sobald der Gesamtsiebfaktor > 4 sein soll ($2 \cdot 2 = 2 + 2$!), ist zu überlegen, ob man nicht vorteilhafter zwei Siebglieder in Reihe schalten kann, unabhängig davon, ob man die Zwischenspannung benutzt oder nicht. Hierbei wird an sich die beste Wirkung erzielt, wenn sowohl die Gesamtkapazität als auch die Gesamtinduktivität (bzw. -widerstand) jeweils halbiert werden. Daß dies aus anderen Gründen nicht immer das Vorteilhafteste sein muß, zeigt unser Beispiel. In Bild 24.2 sind nach Formel (36b) aus Bild 24.1:

beim ersten Siebglied: $S_1 \approx 0{,}63 \cdot 0{,}1 \cdot 50 = 3{,}15$

beim zweiten Siebglied: $S_2 \approx 0{,}63 \cdot 1{,}5 \cdot 50 = 47{,}25$

mithin der *Gesamt-Siebfaktor S:*

$$S = S_1 \cdot S_2 = 3{,}15 \cdot 47{,}25 \approx 149$$

Nun ist ferner nach den in der 23. Stunde angegebenen Richtwerten:

$$u_B \approx 1{,}8 \cdot \frac{72}{50} = \frac{129{,}6}{50} = 2{,}59 \text{ V an } C_2$$

Demnach beträgt

$$u_{B1} \text{ an } C_{s1} \approx \frac{2{,}6 \text{ V}}{3{,}15} = 0{,}825 \text{ V}$$

$$u_{B2} \text{ an } C_{s2} \approx \frac{2{,}6 \text{ V}}{149} = 0{,}0175 \text{ V}$$

Dasselbe Ergebnis hätte man erhalten, wenn man u_{B2} aus 0,825 V : 47,25 errechnet hätte.

Man kann auch mit dem Restspannungsanteil a nach Formel (37b) rechnen. Dann erhält man:

$$a_1 \approx \frac{159}{0{,}1 \cdot 50} = \frac{159}{5} = 31{,}8\ \% \text{ oder als Bruch: } \frac{31{,}8}{100}$$

$$a_2 \approx \frac{159}{1{,}5 \cdot 50} = \frac{159}{75} = 2{,}12\ \% \text{ oder als Bruch: } \frac{2{,}12}{100}$$

$$a_{ges} = a_1 \cdot a_2 = \frac{31{,}8}{100} \cdot \frac{2{,}12}{100} = \frac{67{,}5}{10\,000}$$

(oder 0,675 %), daher

$$u_{B2} = u_B \cdot a_{ges} = \frac{2{,}6\ \text{V} \cdot 67{,}5}{10\,000} = \frac{175\ \text{V}}{10\,000} = 0{,}0175\ \text{V}$$

Wie man zwei *Heizspannungen* von einer Heizwicklung abnimmt, zeigt das Beispiel in **Bild 24.3.** Es zeigt gleichzeitig die Gewinnung von zwei *Gittervorspannungen* im Netzanschlußteil: Die Minusleitung des Gleichrichters wird nicht direkt, sondern über einen entsprechend bemessenen Widerstand an Masse gelegt, über den dann der gesamte Anodenstrom fließt (dessen Gegenpol im Röhrengerät ja stets der Massepol ist). Die an ihm abfallende Spannung kann als Vorspannung verwendet werden und wird über zusätzliche Siebglieder (Tiefpässe mit hochohmigen Siebwiderständen) zugeleitet. In unserem Beispiel werden von dem mit Abgriff

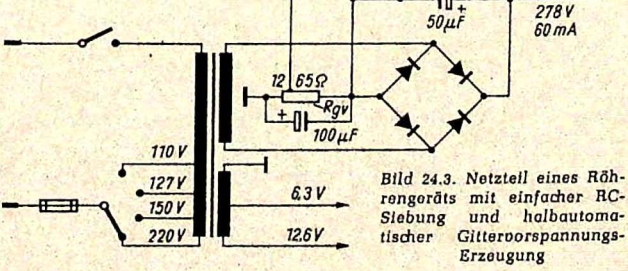


Bild 24.3. Netzteil eines Röhrengeräts mit einfacher RC-Siebung und halbautomatischer Gittervorspannungs-Erzeugung

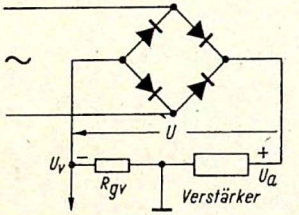


Bild 24.4. Vereinfachte Umzeichnung zu Bild 24.3

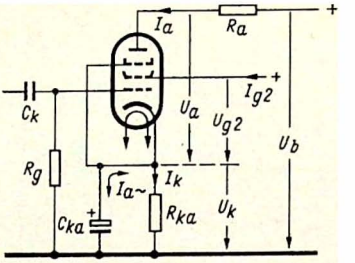


Bild 24.5. Schema der automatischen Gittervorspannungs-Erzeugung

versehenen Widerstand zwei Vorspannungen abgenommen: −10 V gegen Masse für die Endröhren und −1,5 V für Vorstufenröhren. Die Berechnung der Widerstände erfolgt nach dem Ohmschen Gesetz auf Grund des Gesamtanodenstromes, denn durch die Gitterleitungen fließt ja kein zusätzlicher Strom, der die erzeugte Spannung beeinflussen könnte.

Wieso die Spannungen am Widerstand R_{gv} negativ gegen Masse sind, geht klarer aus der Umzeichnung **Bild 24.4** hervor. Sie zeigt den ganzen Gleichstromkreis, in dem aber der gesamte Verstärker durch einen Widerstand dargestellt ist. Man nennt diese Art der Vorspannungserzeugung *halbautomatisch*, weil die resultierende Spannung zwar vom gesamten Anodenstrom abhängt, aber fast gar nicht vom Stromverbrauch der einzelnen Röhre, für die sie gebraucht wird.

Daneben gibt es die *automatische Gittervorspannungserzeugung*, deren Prinzip in **Bild 24.5** dargestellt ist. Hier benutzt man den Spannungsabfall an einem *Katodenwiderstand* R_{ka}, der nur vom *Gesamtstrom* dieser Röhre durchflossen wird. Der Röhrengleichstrom erzeugt einen Spannungsabfall und macht die Katode um einige Volt positiv gegen Masse. Wird nun das Steuergitter an Masse angeschlossen, z. B. über den Ableitwiderstand R_g, so erhält das Steuergitter eine gleich hohe negative Vorspannung gegen Katode. Der Widerstand R_{ka} kann einfach nach dem Ohmschen Gesetz berechnet werden:

$$R_{ka} = \frac{U_g}{I_k} \quad [\Omega, \text{V}, \text{A oder k}\Omega, \text{V}, \text{mA}]$$

Dabei ist U_g die gewünschte (bzw. vorgeschriebene) Gittervorspannung (gleich der Katodenspannung), I_k der Gesamtkatodenstrom.

Weil aber nicht nur der Gleichstrom, sondern auch der verstärkte Wechselstrom auf diesem Weg durch die Röhre fließen muß, dieser aber keinen Spannungsabfall (= Verstärkungsverlust) erleiden soll, muß der Katodenwiderstand mit einem Kondensator geeigneter Kapazität für Wechselstrom kurzgeschlossen werden. Wir merken uns als Richtwerte: Im Hf-Teil (hohe Frequenzen) genügen 0,05...0,1 µF, bei Nf-Vorstufen (tiefe Frequenzen, geringe Steilheit der Röhre) braucht man 4...10 µF, in Endstufen (tiefe Frequenzen, große Steilheit) 8...100 µF. Derartige Elektrolytkondensatoren verlieren durch Alterung an Kapazität. Sie müssen bei Reparaturen kontrolliert werden, sonst leidet die Klangfülle (Bässe).

Der soeben besprochene Verstärkungsverlust bei zu kleinem oder fehlendem Katodenkondensator stellt eine *Stromgegenkopplung* dar, von der wir später noch sprechen werden. Mit Gegenkopplungen ganz allgemein lassen sich Verzerrungen in bestimmtem Umfange herabsetzen. Soweit eine solche Wirkung nicht beabsichtigt ist, muß auch bei *Transistoren* ein in der Emitterzuleitung liegender *Emitterwiderstand* R_e (siehe 17. Stunde) mit einem entsprechenden Kondensator überbrückt werden, denn auch über ihn muß der verstärkte Wechselstrom fließen (außerdem der Steuerstrom). Auch hier ist es wie bei Röhren: tiefe Frequenzen würden am stärksten geschwächt, hohe am wenigsten. Je tiefere Frequenzen also verstärkt werden sollen, desto größere Überbrückungskondensatoren sind erforderlich. Ist kein Parallelkondensator vorhanden, so fallen tiefe Frequenzen völlig aus, mittlere werden mit steigender Frequenz immer weniger geschwächt.

Die zuletzt beschriebene Art der Vorspannungserzeugung heißt *automatisch*, weil die Höhe der Vorspannung direkt von dem in der Röhre fließenden Gleichstrom abhängt. Sinkt die Anodenspannung oder (z. B. infolge Alterns) die Leistung der Röhre, so ermäßigt sich „automatisch" die Gittervorspannung. Ebenso erhöht sie sich, wenn durch irgendwelche Umstände (Fehler!) die Röhrenbelastung steigt. Bei der *halbautomatischen* Vorspannung aber richtet sich die erzeugte Spannung nach dem Strom mehrerer, meist aller Röhren. Hier besteht kein direkter Zusammenhang mit der einzelnen Röhre.

Eine dritte, sehr seltene Art der Vorspannungserzeugung ist die durch einen besonders hohen Gitterableitwiderstand

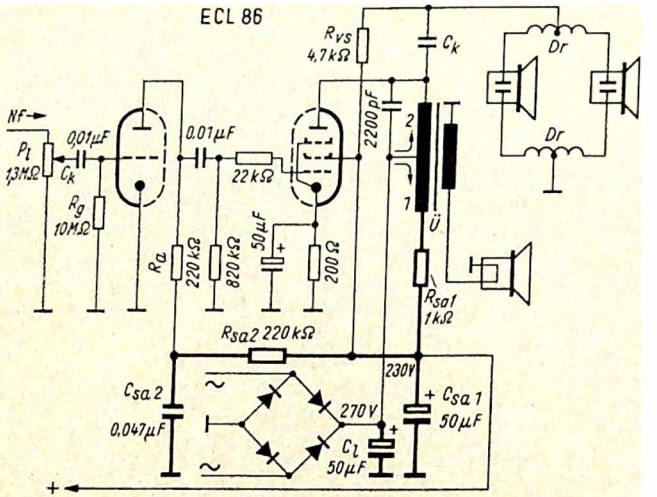


Bild 24.6. Endstufe eines Röhrengerätes mit Brummkompensation

bei direkt an Masse liegender Katode. Beträgt der Ableitwiderstand 10 MΩ oder mehr, so lädt sich das Steuergitter durch die auf ihm landenden Elektronen negativ auf. Bei richtiger Bemessung fließen über den hohen Widerstand nur so viele Elektronen nach Masse ab, daß gerade die richtige Vorspannung erhalten bleibt. Bild 24.6 zeigt ein Beispiel bei der Nf-Vorstufe.

Falls, wie in Bild 24.2 gezeigt, eine nur mäßig gesiebte oder gar eine ungesiebte Spannung zur Lautsprecherstufe geliefert wird, z. B. am Ladekondensator abgenommen, wie in Bild 24.3, so würde normalerweise der oder die Lautsprecher ein gewisses Brummen mit abstrahlen. Wenn man hier bei der Siebung Einsparungen erzielen will, kann man das Restbrummen durch *Kompensation* beseitigen. Dafür gibt es mehrere Schaltmöglichkeiten.

Eine davon zeigt als Beispiel **Bild 24.6.** Der in der Anodenleitung der Endröhre liegende Ausgangsübertrager *Ü* besitzt eine Anzapfung als Zuleitung für den Anodenstrom. Der Wicklungsteil 1 wird dabei vom *Gleichstrom* (mit dem überlagerten Brummen) in umgekehrter Richtung durchflossen

wie Teil 2. Dadurch fällt erstens die Vormagnetisierung des Übertragerkerns (mindestens zum Teil) weg, zweitens aber heben sich die Brummspannungen im Ausgangsübertrager größtenteils auf. Soweit trotz der Siebwirkung des Widerstandes und des Kondensators C_{sa1} noch Brummspannung am Schutzgitter auftritt, wirkt sie gegenphasig zur Anodenspannung und beseitigt dadurch Restbrummen im Lautsprecher. Für die Nf-Vorstufe ist eine weitere Siebkette, bestehend aus dem 220-kΩ-Widerstand und dem 0,047-µF-Kondensator, vorgesehen. In der zuletzt betrachteten Art wird fast stets die Spannung für alle Vorstufen noch gesondert gesiebt, denn ein dem Signal weiter vorn beigemischter Brummton würde ja in allen weiteren Stufen mitverstärkt und am Ende stark stören.

Hier lernten wir übrigens eine besondere Art der Darstellung von *Verbundröhren* kennen. Will man Schaltungen mit solchen Röhren übersichtlich darstellen, so zeichnet man die Systeme getrennt, wie in Bild 24.6, und deutet die zweite Kolbenhälfte bei jedem Teilsystem gestrichelt an. Bei der ECL 86 in unserem Beispiel hat jedes System eine eigene Katode, und die Systeme sind, wie fast stets, gegeneinander abgeschirmt. Wäre die Katode beiden Systemen gemeinsam, so müßte das aus der Schaltung ersichtlich sein. Im übrigen kann man solche Einzelheiten aus den Sockelschaltbildern in Röhrentabellen entnehmen.

Es gibt auch Fälle, in denen *Spannungen stabilisiert*, also so genau wie möglich auf einem bestimmten Wert festgehalten werden sollen. Zwar ist das in Rundfunkgeräten seltener der Fall, mehr in Meß- und Prüfgeräten, Sendern usw. Man sollte aber das Prinzip kennen. Bei höheren Spannungen verwendet man Spezial-*Glimmlampen* zum Stabilisieren. Sie sind mit Edelgasen, z. B. Neon, gefüllte *Ionenröhren*. Darunter versteht man an sich alle edelgasgefüllten Röhren, in denen der Strom aus Ionen und Elektronen besteht. Die hier gebrauchten brennen bei einer Spannung von 70 V und können mehr oder weniger Strom aufnehmen, ohne daß die Spannung zwischen den Elektroden sich nennenswert ändert. Sie müssen allerdings durch eine erhöhte Spannung (oder durch eine Hilfselektrode) gezündet werden, und ein festliegender Höchststrom darf nicht überschritten werden. Man schaltet deshalb den Widerstand R_v davor, an dem nach der Zündung ein Spannungsabfall eintritt. Er nimmt erstens den Unterschied zwischen Zünd- und Brennspannung auf und erhöht seinen Spannungsabfall bei

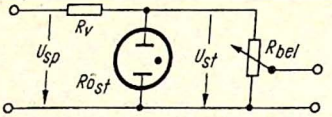


Bild 24.7. Schema der Spannungsstabilisierung mit einer Glimmlampe

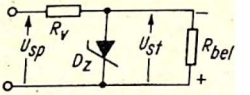
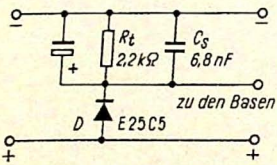


Bild 24.8. Schema der Spannungsstabilisierung mit einer Z-Diode (früher Zener-Diode)



Links: Bild 24.9. Stabilisierung der Basisspannung mit einer Spezialdiode

Ansteigen der Speisespannung U_{sp}. So verhindert er die Zerstörung der Lampe durch zu hohen Strom. In **Bild 24.7** steht am Belastungswiderstand R_{bel} die stabilisierte Spannung U_{st}, von der mittels eines Potentiometers bei Bedarf Teilspannungen abgenommen werden können. Soll eine höhere Spannung stabilisiert werden, so kann man mehrere Glimmstabilisatoren hintereinanderschalten. Von der Verwendung der früher üblichen großen Mehrstrecken-Stabilisatoren ist man neuerdings abgekommen (siehe auch RPB 28/28a, Herrnkind, Glimmröhren und Kaltkatoden-Relaisröhren).

In ähnlicher Weise kann man mit Z- (früher *Zener*-)Dioden s. 11. Stunde) Spannungen stabilisieren. Im Unterschied zu Glimmlampen wird die Diode in Sperrichtung betrieben, und es fließt so lange kein Strom, bis die Zenerspannung erreicht ist. Dann würde der Sperrstrom lawinenartig ansteigen. Aber auch hier wird ein Vorwiderstand R_v eingebaut, der so bemessen ist, daß er bei steigender Speisespannung U_{sp} durch steigenden Spannungsabfall eine Überlastung der Diode verhindert **(Bild 24.8).** Im Bedarfsfall können mehrere Dioden in Reihe geschaltet werden, und es bestehen viele Kombinationsmöglichkeiten, auch mit Transistoren.

In *Transistorgeräten* findet sich eine ganz andere Art der Spannungsstabilisierung mit dem Zweck, trotz Absinkens der Batteriespannung noch möglichst lange eine gute Leistung zu erzielen. Wie früher gezeigt wurde, wird der Kollektorstrom von der Kollektorspannung nur wenig beeinflußt. Er ist dagegen direkt abhängig vom Emitterstrom, und dieser wieder von der Spannung U_{BE}. Wenn man also die Basisspannung unabhängig von der Batteriespannung hochhalten

kann, so lassen sich die Batterien viel weiter ausnützen. Man pflegt deshalb allen dazu geeigneten Transistoren eine *stabilisierte Basisspannung* zuzuleiten. Sie wird in den meisten Fällen durch eine *Stabilisatorzelle* (Schaltzeichen wie eine Batterie) geliefert und ist dann eine Miniatur-Akkumulatorzelle, die gasdicht verschlossen ist und durch die Batterie auf Ladezustand gehalten wird. An sie werden dann also die zu stabilisierenden Basen angeschlossen (*St* in Bild 30.10).

Eine andere, seltener angewandte Art der Basisspannungsstabilisierung verwendet einen Spannungsteiler aus einem normalen Widerstand und einer *Spezial-Selendiode*. Sie hat ja, im Gegensatz zum Widerstand, eine gekrümmte Kennlinie, und diese wird so gewählt, daß sich bei verschiedenem Querstrom (durch unterschiedliche Batteriespannung) die Teilspannung fast nicht ändert (**Bild 24.9,** s. a. Bild 32.5).

Soweit *Transistorgeräte aus dem Netz versorgt* werden sollen, wird fast durchweg nur eine Speisespannung benötigt. Diese muß allerdings sehr gut gesiebt werden. Man baut dann meist eine Siebung mit einem Widerstand und je einem Elektrolytkondensator von 1000 µF oder mehr auf. So hohe Kapazitäten sind bei der niedrigen Spannung nicht zu teuer, und den Spannungsverlust im Widerstand kann man beim Speisetransformator leicht berücksichtigen.

Prüfungsfragen zur 24. Stunde

24a: Mit Hilfe welcher Vorrichtungen reduziert man die Brummspannung, die einer gleichgerichteten Wechselspannung überlagert ist? Woraus bestehen diese Vorrichtungen?

24b: Was versteht man unter Siebfaktor und was unter Restspannungsanteil?

24c: Welches ist das charakteristische Merkmal der automatischen Gittervorspannungserzeugung, und welches kennzeichnet die halbautomatische?

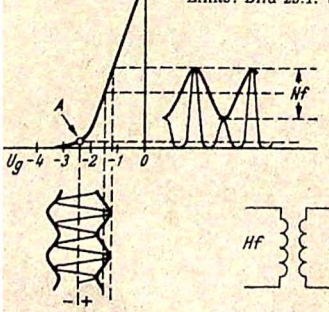
24d: Durch welche verschiedenen Mittel kann man Spannungen stabilisieren? Welches zusätzliche Schaltelement ist dabei fast stets erforderlich?

24e: Welche Spannung in Transistorgeräten versucht man vielfach auf einem bestimmten Wert festzuhalten, und was erreicht man damit?

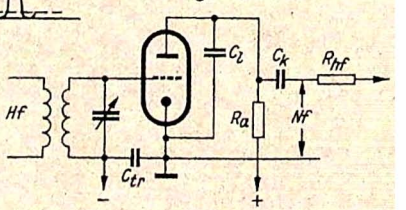
Empfangs- und Verstärkerschaltungen mit Röhren und Transistoren

Der erste Verwendungszweck der Elektronenröhre war die Demodulation der durchweg sehr schwach ankommenden Signale. Die Röhre erhielt ihre überragende Bedeutung für die drahtlose Telegrafie aber erst dann, als sie durch Einfügen eines Steuergitters zur Verstärkung der Signale und noch später zur Schwingungserzeugung verwendbar wurde. Sie ist aus den neuen Empfängern zwar praktisch verschwunden, es sind aber noch viele Röhrengeräte in Betrieb.

Am leichtesten verständlich ist die *Anodengleichrichtung* oder *Richtverstärkung*, schematisch in **Bild 25.1** dargestellt. Der Arbeitspunkt *A* wird in den unteren Kennlinienknick verlegt. Dadurch kann nur eine Halbwelle der Hochfrequenz verstärkt werden, während die andere Halbwelle unterdrückt wird. So erreicht man gleichzeitig Demodulation und Verstärkung. Eine Prinzipschaltung zur Erzielung der Richtverstärkung zeigt **Bild 25.2.** Der Gitterkreis ist durch den Trennkondensator C_{tr} von Masse getrennt und erhält die den Arbeitspunkt festlegende Vorspannung. Den Ladekondensator C_l lernten wir schon bei der Demodulation und bei der Gleichrichtung kennen: An ihm steht die gewonnene Niederfrequenz zur Verfügung, und er schließt gleichzeitig die noch übrig-



Links: Bild 25.1. Wirkungsweise des Richtverstärkers



Unten: Bild 25.2. Schaltung eines Richtverstärkers oder Anodengleichrichters

gebliebene Hochfrequenz kurz, die im Nf-Teil nur zu Störungen (Kreischen u. ä.) Anlaß geben würde. Man wählt ihn aber so klein, daß möglichst die ganze Niederfrequenz zum Kopplungskondensator C_k gelangt, der einerseits den nachfolgenden Nf-Teil von der Anodenspannung trennt, andererseits der Niederfrequenz einen bequemen Weg bietet. Der nachfolgende Siebwiderstand R_{hf} bildet zusammen mit der Kapazität dieser Leitung gegen Masse einen weiteren Tiefpaß zur Ableitung der restlichen Hochfrequenz. Ein Beispiel für die Hf-Siebung in einem vollständigen Nf-Teil zeigt **Bild 25.3,** in dem die Hf-Siebelemente stark gezeichnet sind. Die Anodengleichrichtung kommt heute kaum noch vor und wurde nur als Vorläufer heutiger Schaltungen besprochen.

Weitaus beliebter war die *Audionschaltung,* die wir bereits in der 18. Stunde kennenlernten (siehe auch Bild 25.4). Bei ihr waren zwischen dem speisenden Kreis und dem Gitter sowohl ein Ladekondensator als auch ein Belastungswiderstand angebracht, so daß eine Diodengleichrichtung am Steuergitter und zugleich eine Verstärkung der nunmehr dort stehenden Demodulationsspannung stattfanden. Diese Schaltung dürfte in einer gewissen Zahl von Selbstbaugeräten wohl auch heute noch zu finden sein, denn eine so hohe Empfindlichkeit bei größter Einfachheit erzielt man sonst nicht. Das rückgekoppelte Audion holte verhältnismäßig schwache Sender heran, konnte aber umgekehrt nur kleine Empfangsenergien verarbeiten, es wurde also durch starke Sender übersteuert. Der Richtverstärker verlangte mehr Energie, zumal bei ihm die Rückkopplung bedeutend schlechter arbeitete. Er kann zwar größere Energien unverzerrt verarbeiten, wird darin aber von der Diode noch übertroffen[1]).

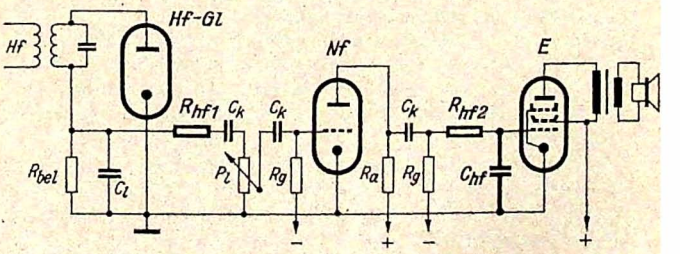


Bild 25.3. Hochfrequenzsiebung im Nf-Teil

[1]) Beispiele bringt RPB 74, Sutaner, Einkreis-Empfänger mit Röhren und Transistoren.

Diese Schaltungen hatten aber eine Reihe von Nachteilen und wurden deshalb verlassen: Erstens genügte ihre Trennschärfe bei der zunehmenden Senderdichte und den wachsenden Sendeenergien nicht den steigenden Ansprüchen, auch dann nicht, wenn man etwa ein Bandfilter am Eingang anbrachte; zweitens kamen viele Sender doch so schwach an, daß eine auf die Empfangsstufe folgende Nf-Verstärkung allein nicht genügte; drittens wurde nach Durchbildung der Hf-Verstärkung die *automatische Verstärkungsregelung (AVR)* erfunden, die in erster Linie dazu dient, die früher schon besprochenen Lautstärkeschwankungen (Fadings) auszugleichen. Dazu aber braucht man eine so wirksame Hf-Verstärkung, daß sie auch bei schwächstem Einfall des Senders noch ausreicht, um am Ende die gewünschte Lautstärke zu erzielen. Solange der Sender stärker ankommt, wird die Verstärkung dann selbsttätig entsprechend heruntergeregelt. Natürlich wäre es wünschenswert, daß man überhaupt nicht merkte, welche Feldstärke gerade vorhanden ist, aber das ist leider nicht ganz erreichbar.

Wenn man diese Forderung möglichst weitgehend erfüllen will, muß man *vor der Demodulationsstufe* so hoch verstärken, daß diese immer eine ausreichende Energie zu verarbeiten bekommt. Um dabei auch die nötige Trennschärfe zu erzielen, um also bei erhöhter Verstärkung nicht gleichzeitig mehrere Sender hörbar zu machen, muß man mehrfach sieben. Es ergab sich die Übung, zwischen zwei einander folgenden Hf-Verstärkerstufen bis hin zur Demodulation jeweils mindestens einen Abstimmkreis einzuschalten, wie schon früher[1]) gezeigt wurde. Die ursprünglich gewählte Art, jeden dieser Kreise für sich abzustimmen, konnte beim Publikum nicht durchgesetzt werden, die Laien fanden die Sender einfach nicht. Es wurden daher, wie ebenfalls bereits erläutert, entweder die Kondensatoren oder die Spulen der Schwingkreise gemeinsam eingestellt, und sie mußten dazu sorgfältig „abgeglichen" werden, damit überall Gleichlauf vorhanden war.

Bild 25.4 zeigt das Schaltbild (ohne Netzanschlußteil) eines *Zweikreisers*, wie er jahrelang in großem Umfange verkauft wurde. Dabei saßen (hier nicht gezeichnet) die Abstimm-Drehkondensatoren C_{a1} und C_{a2} auf einer gemeinsamen Achse und wurden durch die Paralleltrimmer C_T abgeglichen, die

[1]) Siehe 12. bis 15. Stunde.

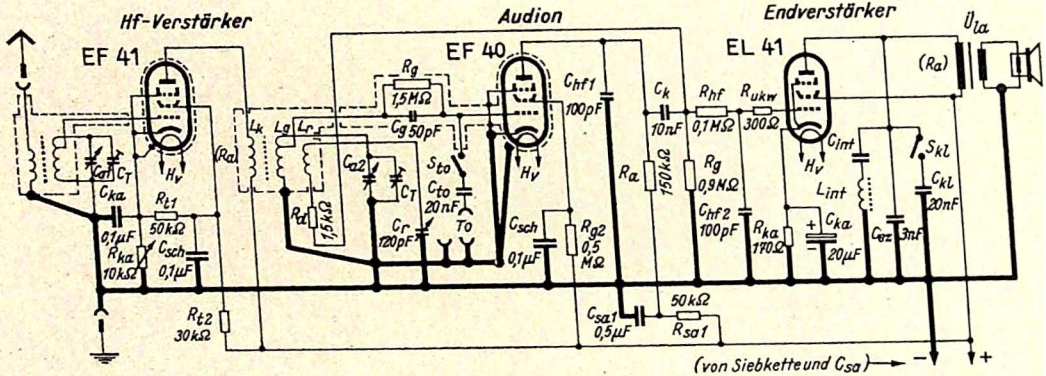


Bild 25.4. Zweikreis-Empfänger früherer Bauart (Masseleitungen stark ausgezogen)

Spulen wurden durch Verstellen der gezeichneten Eisenkerne auf gleiche Selbstinduktion gebracht. Nachdem schon früher[1]) alle Röhrenschaltungen im Prinzip erläutert wurden, dürfte die Funktion klar werden, wenn man die Teilebezeichnungen beachtet. R_{ukw} ist ein Schutzwiderstand gegen ultrakurze Störschwingungen, zu deren Selbsterregung stärkere Endröhren neigen (Transistoren begrenzen selbst den Frequenzbereich nach oben, so daß bei ihnen solche Störungen nicht auftreten).

Bei derartigen Empfängern ergaben sich aber, wenn man mit mehreren Hf-Stufen arbeiten wollte, recht erhebliche Schwierigkeiten: Erstens war der Gleichlauf immer schwieriger einzuhalten, zumal er ja bei mehreren Wellenbereichen gefordert wurde, zweitens ergaben sich durch die Hintereinanderschaltung mehrerer Einzelkreise immer schmalere Resonanzkurven, also eine Beschneidung der Bandbreite, drittens aber neigen mehrere auf gleiche Frequenz abgestimmte Kreise stark zur Selbsterregung, indem die inzwischen immer mehr verstärkte Empfangsfrequenz auf die davor liegenden Kreise zurückgekoppelt wird (Heulen und Pfeifen treten auf).

In Bild 25.4 sind gestrichelt Abschirmungen gezeichnet, die eine Rückkopplung verhindern sollten und die absolut „dicht" sein mußten, damit einwandfreier Empfang möglich wurde. Deshalb mußte man auch, wie durch die dick gezeichneten Masseleitungen gezeigt, jede Hf- und die Demodulationsstufe jeweils an einem gemeinsamen Punkt erden und dafür sorgen, daß keine Leitungen oder Leitungsteile gleichzeitig zwei Stufen dienten und dadurch etwa eine Verkopplung entstand. Solche Schwierigkeiten steigen mit der Frequenz und sind am größten im UKW-Bereich.

Man nennt Empfänger, bei denen in der gezeigten Art nur die gewählte Frequenz „geradeaus" verstärkt und bei denen nicht auf eine Hilfsfrequenz umgesetzt wird, *Geradeausempfänger*. Sie sind wegen der besprochenen Schwierigkeiten so gut wie verschwunden. Dagegen haben die auch schon lange bekannten, aber ursprünglich sehr umständlichen Superheterodyneempfänger, kurz *Superhet* oder *Super* genannt, sich so entwickelt, daß sie heute das Feld beherrschen. Bei ihnen bringt man die von der Antenne gelieferte Empfangsfrequenz mit einer im Gerät erzeugten Hilfsfrequenz

[1]) Siehe Seite 236.

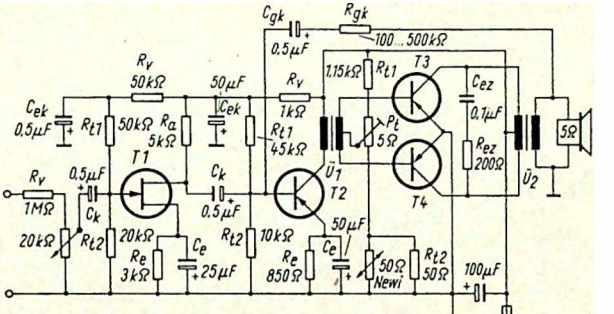


Bild 25.5. Schallplatten-Verstärker mit FET im Eingang und mit Gegentakt-Endstufe

zusammen und gewinnt durch *Superposition* (≈ Überlagerung) eine andere, für das Gerät festgelegte Frequenz, die dann weiterverarbeitet wird.

Mit *Transistoren* sind Mehrkreisempfänger der in Bild 25.4 beschriebenen Art kaum gebaut worden, und auch Einkreiser nach Art des Audions gibt es fast nur als Selbstbauschaltungen. Betrachten wir aber vorerst einmal einen reinen *Nf-Verstärker*, wie er in **Bild 25.5** dargestellt ist. Er ist gedacht für einen Kristalltonabnehmer und besitzt daher eine Vorstufe mit hohem Eingangswiderstand, eine Treiberstufe und eine Gegentakt-B-Endstufe. *B-Endstufen* sind bei Transistoren am häufigsten, weil sie Batterieleistung einsparen. Der *Ruhestrom* der Endtransistoren wird hier auf einen kleinen Wert eingestellt, und der Kollektorstrom erhöht sich dann jeweils um so viel, wie der jeweiligen Aussteuerung entspricht[1]).

Die bipolaren Transistoren arbeiten hier in Emitterschaltung mit Basisspannungsteilern, und beim zweiten ist ein Emitterwiderstand R_e zur Stabilisierung eingebaut. Er ist, weil nur der Gleichstromfluß stabilisiert werden soll, für Wechselstrom mit großem Kondensator überbrückt, wie schon von den Katodenwiderständen her bekannt (Bild 24.5). Da bei Transistoren durchweg nur kleine Spannungen auftreten, kann man überall Elektrolytkondensatoren mit großen Kapa-

[1]) Siehe 15. Stunde.

zitäten verwenden. Das gilt auch für die Kopplungskapazitäten C_k zwischen den Stufen und am Eingang. Hier bemerken wir einen der wesentlichen Unterschiede gegenüber Röhrenschaltungen: Bei RC-Kopplung im Nf-Verstärker sind vor Röhren die Kopplungskondensatoren verhältnismäßig klein (≈ 10 nF), vor Transistoren etwa tausendmal größer ($\approx 10\ \mu$F). Das liegt an der früher besprochenen Spannungsteilung.

Abgesehen davon, daß die Gleichspannungen der aufeinander folgenden Stufen durch die Kondensatoren getrennt werden müssen und hierzu bei Röhren hohe Spannungsfestigkeit und Isolationsgüte erforderlich sind, spielt folgendes die ausschlaggebende Rolle: Die Kopplungskondensatoren müssen durch den nachfolgenden Widerstand jeweils so schnell wieder entladen werden können, daß die Tonschwingungen nicht verfälscht werden. Die hohen Gitterableitwiderstände der Röhren können nur Kondensatoren mittlerer Kapazität genügend schnell entladen, die niedrigen Basiswiderstände der Transistoren hingegen ziemlich große. Maßgebend ist hier die *Zeitkonstante* τ (siehe Bild 24.1), die im Mittel 0,01...0,02 Sekunden betragen soll. Aus ihr folgt von selbst, daß zu einem hohen Widerstand ein kleiner Kondensator gehört und umgekehrt.

Als Außenwiderstand des Treibertransistors dient die Primärwicklung des Übertragers $Ü_1$, dessen Sekundärwicklung die beiden Endtransistoren steuert. Die Wiederzusammensetzung des Signals wurde an Hand von Röhren schon

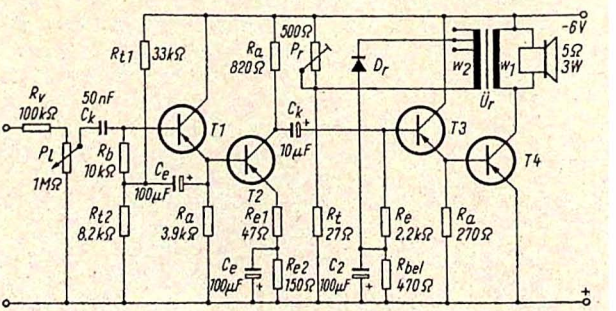


Bild 25.6. Schallplatten-Verstärker mit Spar-Endstufe mit gleitendem Arbeitspunkt (nach Unterlagen der Firma Intermetall)

ausführlich erläutert. Die von der Sekundärseite des Ausgangsübertragers zur Basis des Treibertransformators zurückführende Leitung ergibt eine Gegenkopplung zur Verzerrungsverminderung.

Dem gleichen Zweck wie die vorige Schaltung dient der Verstärker nach **Bild 25.6,** doch ist hier alles anders ausgeführt. Wir haben hier zweimal die bereits besprochene *Kollektorschaltung,* zweimal die ebenfalls erläuterte *galvanische Kopplung* und schließlich die früher erwähnte *Sparschaltung* zur Einsparung von Batterieleistung und Verlustwärme (wenn auch mit gegenüber der vorhergehenden Schaltung etwas abgewandelten Mitteln).

Der Transistor T 1 arbeitet in *Kollektorschaltung* (kenntlich am direkten Anschluß des Kollektors an die Betriebsspannung, ohne Außenwiderstand), um eine gute Anpassung einerseits an den geforderten hohen Eingangswiderstand (für Kristalltonabnehmer), andererseits an den niedrigen Eingangswiderstand des nachfolgenden Transistors T 2 zu erzielen, der zwecks hoher Verstärkung in Emitterschaltung arbeitet. Der verstärkte Emitterstrom von T 1 kann hier direkt als Basisstrom für T 2 dienen und diesen steuern. Durch den Wegfall jeglicher Kopplungselemente entfallen auch alle Verzerrungen und Verluste. T 2 ist mit der Treiberstufe dann ganz normal RC-gekoppelt. T 3 arbeitet wiederum in Kollektorschaltung, um die Übertragung auf den Endtransistor auch hier galvanisch, ohne jegliche Kopplungselemente, vornehmen zu können.

Besonders interessant ist aber nun die *Sparschaltung* der in Emitterschaltung betriebenen Endstufe (Außenwiderstand in der Kollektorleitung und Emitter dem Ein- und Ausgang gemeinsam). Parallel zum Lautsprecher liegt hier die Primärwicklung eines Übertragers $\ddot{U}_r$, dessen Sekundärwicklung die *Regelspannungsdiode* D_r speist. Die transformierte Ausgangsleistung erscheint dadurch als negative Gleichspannung am Ladekondensator C_2. Je größer die Ausgangswechselspannung, desto mehr wird die Basisspannung von T 3 in negativer Richtung verschoben, desto mehr steigt also der Emitterstrom von T 3. Dadurch erscheint nicht nur eine höhere Wechselspannung am Endtransistor, da R_a ja in der Emitterleitung von T 3 liegt, sondern an diesem Widerstand entsteht auch ein höherer Spannungsabfall, der als erhöhte Basisspannung (nämlich in negativer Richtung verschoben) an der Basis des

Endtransistors erscheint und dessen Kollektorstrom entsprechend hochregelt. Wenn diese Sparschaltung mittels des Regelpotentiometers *P* und der Sekundärabgriffe des Regelübertragers $\ddot{U}_r$ richtig eingestellt ist (entsprechend den Daten der verwendeten Transistoren), so gelingt es, eine Ausgangsleistung von 3 W mit einem Gesamtruhestrom des Verstärkers von 100 mA zu erzielen, während er bei A-Verstärkung über 1 A betragen müßte. Der Tonabnehmer muß zur Erzielung der vollen Ausgangsleistung 300 mV Eingangswechselspannung liefern.

Da über den Superhet, der heute praktisch das Feld beherrscht, in den folgenden Stunden ausführlich berichtet wird, wollen wir hier nur noch an einem kleinen Beispiel das Grundsätzliche des *Reflexprinzips* erläutern, also der mehrfachen Ausnützung eines Verstärkerelements (Transistor oder Röhre). Dieses Verfahren hat immer dann eine Rolle gespielt, wenn die Röhren oder, vor einigen Jahren, die Transistoren teuer waren und man daran sparen wollte. Da die Preise inzwischen gesunken sind, findet man die Reflexschaltung nur noch selten, denn jede Kunstschaltung neigt leider auch zu Fehlern. Beim *Reflexprinzip* handelt es sich darum, einen aktiven Vierpol *doppelt* (im Extremfall sogar dreifach) *auszunutzen*. Unsere Verstärkervierpole sind nämlich durchaus in der Lage, *mehrere Signale gleichzeitig* zu verarbeiten. Führt man ihnen also Signale zu, die in ihrer Frequenz so weit auseinanderliegen, daß man sie nachher *einwandfrei wieder trennen* kann, so kann man diese Eigenschaft zu Einsparungen ausnützen.

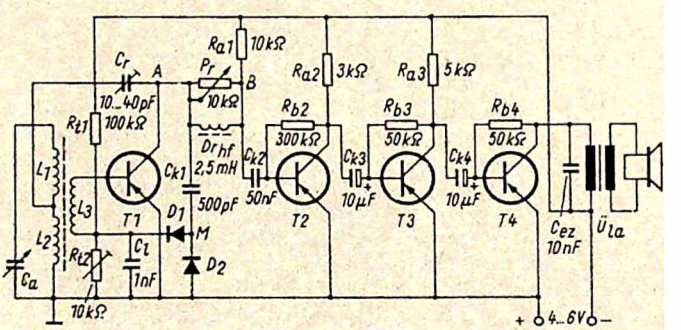


Bild 25.7. Einkreis-Reflex-Empfänger (Selbstbauschaltung der Firma Radio-Fern, Essen)

Im Beispiel nach **Bild 25.7** wird in einem Hf-Transistor die empfangene Hf-Welle verstärkt, diese dann – sogar in einem Spannungsverdoppler-Gleichrichter – demoduliert und die gewonnene Niederfrequenz nochmals dem ersten Transistor zugeführt. Er verstärkt nun auch die Niederfrequenz, und erst darauf wird sie den weiteren drei Transistoren zugeführt, die schließlich an den Lautsprecher die notwendige Sprechleistung abgeben.

Was uns hier besonders interessiert, spielt sich im Transistor T 1 und um ihn herum ab. Die Spulen des Selbstbau-Reiseempfängers sind auf einem Ferritstab angebracht, und L_1 und L_2 bilden mit C_a den einzigen Abstimmkreis. Durch L_3 wird die Energie ausgekoppelt und der Basis von T 1 zugeführt. Von der verstärkten Hf-Energie am Anschlußpunkt A der Außenwiderstände P_r und R_{a1} wird ein gewisser Teil (fest eingestellt) durch C_r an die Anzapfung der Kreisspule zurückgeführt und ergibt hier eine Rückkopplung. Dabei wird zuerst mit C_r und P_r der günstigste Arbeitspunkt eingestellt und dann die Rückkopplung nur noch mit P_r bedient. Im übrigen gelangt die verstärkte Hochfrequenz über C_{k1} an den Verbindungspunkt M von D_1 und D_2, die beide die Hochfrequenz in der einen Richtung fließen lassen, in der anderen sperren. Da beide hintereinandergeschaltet sind, ergibt sich eine Verdopplung der Nf-Spannung, die am Ladekondensator C_l steht, während die Resthochfrequenz über dessen für sie geringen Wechselstromwiderstand abfließt. Die Nf-Spannung gelangt über L_3 an die Basis von T 1, wird dort ebenfalls verstärkt und erscheint nun gleichfalls am Punkt A. C_r ist für die Niederfrequenz ein viel zu hoher Widerstand, mithin eine Sperre, die Hf-Drossel Dr_{hf} dagegen bildet für sie keinen Widerstand. Über diese und vom Punkt B her gelangt sie über C_{k2} in den anschließenden dreistufigen Nf-Verstärker. Die Mittel zur nachträglichen Trennung der verschiedenen Frequenzbereiche sehen manchmal anders aus, stets aber sind es Kapazitäten und Induktivitäten geeigneter Größe.

Wie bei dem in den folgenden Stunden zu behandelnden Superhet die *Verstärkung im Zf-Teil* erfolgt, wurde bereits in der 13. Stunde erläutert, allerdings nur an Trioden. Demgegenüber ändert sich nur die Gleichstromversorgung der Röhren, wenn man etwa Pentoden benutzt. Wir werden später noch solchen Schaltungen begegnen. Bei *Transistoren* findet man z. T. ganz ähnliche Kopplungen, doch muß man

Endtransistors erscheint und dessen Kollektorstrom entsprechend hochregelt. Wenn diese Sparschaltung mittels des Regelpotentiometers *P* und der Sekundärabgriffe des Regelübertragers $\ddot{U}_r$ richtig eingestellt ist (entsprechend den Daten der verwendeten Transistoren), so gelingt es, eine Ausgangsleistung von 3 W mit einem Gesamtruhestrom des Verstärkers von 100 mA zu erzielen, während er bei A-Verstärkung über 1 A betragen müßte. Der Tonabnehmer muß zur Erzielung der vollen Ausgangsleistung 300 mV Eingangswechselspannung liefern.

Da über den Superhet, der heute praktisch das Feld beherrscht, in den folgenden Stunden ausführlich berichtet wird, wollen wir hier nur noch an einem kleinen Beispiel das Grundsätzliche des *Reflexprinzips* erläutern, also der mehrfachen Ausnützung eines Verstärkerelements (Transistor oder Röhre). Dieses Verfahren hat immer dann eine Rolle gespielt, wenn die Röhren oder, vor einigen Jahren, die Transistoren teuer waren und man daran sparen wollte. Da die Preise inzwischen gesunken sind, findet man die Reflexschaltung nur noch selten, denn jede Kunstschaltung neigt leider auch zu Fehlern. Beim *Reflexprinzip* handelt es sich darum, einen aktiven Vierpol *doppelt* (im Extremfall sogar dreifach) *auszunutzen*. Unsere Verstärkervierpole sind nämlich durchaus in der Lage, *mehrere Signale gleichzeitig* zu verarbeiten. Führt man ihnen also Signale zu, die in ihrer Frequenz so weit auseinanderliegen, daß man sie nachher *einwandfrei wieder trennen* kann, so kann man diese Eigenschaft zu Einsparungen ausnützen.

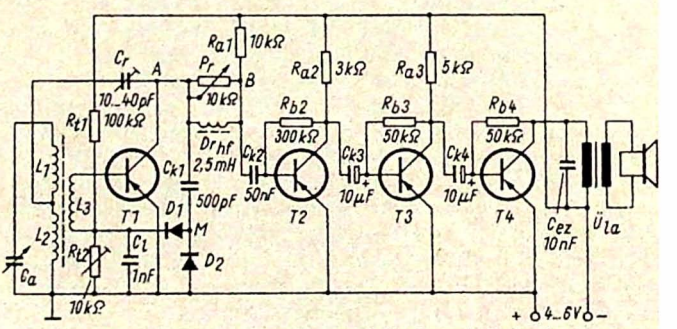


Bild 25.7. Einkreis-Reflex-Empfänger (Selbstbauschaltung der Firma Radio-Fern, Essen)

Im Beispiel nach **Bild 25.7** wird in einem Hf-Transistor die empfangene Hf-Welle verstärkt, diese dann – sogar in einem Spannungsverdoppler-Gleichrichter – demoduliert und die gewonnene Niederfrequenz nochmals dem ersten Transistor zugeführt. Er verstärkt nun auch die Niederfrequenz, und erst darauf wird sie den weiteren drei Transistoren zugeführt, die schließlich an den Lautsprecher die notwendige Sprechleistung abgeben.

Was uns hier besonders interessiert, spielt sich im Transistor T 1 und um ihn herum ab. Die Spulen des Selbstbau-Reiseempfängers sind auf einem Ferritstab angebracht, und L_1 und L_2 bilden mit C_a den einzigen Abstimmkreis. Durch L_3 wird die Energie ausgekoppelt und der Basis von T 1 zugeführt. Von der verstärkten Hf-Energie am Anschlußpunkt A der Außenwiderstände P_r und R_{a1} wird ein gewisser Teil (fest eingestellt) durch C_r an die Anzapfung der Kreisspule zurückgeführt und ergibt hier eine Rückkopplung. Dabei wird zuerst mit C_r und P_r der günstigste Arbeitspunkt eingestellt und dann die Rückkopplung nur noch mit P_r bedient. Im übrigen gelangt die verstärkte Hochfrequenz über C_{k1} an den Verbindungspunkt M von D_1 und D_2, die beide die Hochfrequenz in der einen Richtung fließen lassen, in der anderen sperren. Da beide hintereinandergeschaltet sind, ergibt sich eine Verdopplung der Nf-Spannung, die am Ladekondensator C_l steht, während die Resthochfrequenz über dessen für sie geringen Wechselstromwiderstand abfließt. Die Nf-Spannung gelangt über L_3 an die Basis von T 1, wird dort ebenfalls verstärkt und erscheint nun gleichfalls am Punkt A. C_r ist für die Niederfrequenz ein viel zu hoher Widerstand, mithin eine Sperre, die Hf-Drossel Dr_{hf} dagegen bildet für sie keinen Widerstand. Über diese und vom Punkt B her gelangt sie über C_{k2} in den anschließenden dreistufigen Nf-Verstärker. Die Mittel zur nachträglichen Trennung der verschiedenen Frequenzbereiche sehen manchmal anders aus, stets aber sind es Kapazitäten und Induktivitäten geeigneter Größe.

Wie bei dem in den folgenden Stunden zu behandelnden Superhet die *Verstärkung im Zf-Teil* erfolgt, wurde bereits in der 13. Stunde erläutert, allerdings nur an Trioden. Demgegenüber ändert sich nur die Gleichstromversorgung der Röhren, wenn man etwa Pentoden benutzt. Wir werden später noch solchen Schaltungen begegnen. Bei *Transistoren* findet man z. T. ganz ähnliche Kopplungen, doch muß man

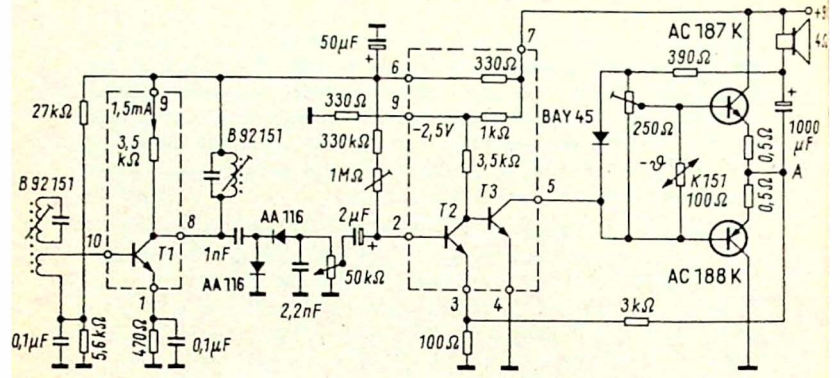


Bild 25.8. Mittelwellen-Zf- bis Endstufen unter Verwendung der IS TAA 151 als letzte Zf-, Nf- und Treiberstufe für eisenlose Gegentakt-Endstufe mit Komplementär-Transistoren; Demodulator und Lautstärkenregler mit herkömmlichen Teilen zwischengeschaltet (nach Siemens-Unterlagen)

dann meist nur mit wenigen Windungen ankoppeln, um eine Anpassung an die niedrigen Aus- und besonders Eingangswiderstände bei bipolaren Transistoren zu erreichen. Man begnügt sich dann oft, wie in **Bild 25.8,** mit einem Einzel-Zf-Kreis in der Kollektorleitung und koppelt den nächsten Transistor mit einer kleinen Koppelschleife an. So bringt man leichter die Steuer*leistung* auf, die dieser Transistor benötigt.

Bild 25.8 gibt gleichzeitig ein Beispiel für die Anwendung von *IS*. Die mit Bild 19.10 gezeigte integrierte Schaltung TAA 151 (gestrichelt umrandet) dient hier als letzte Zf- und (nach der Gleichrichtung) als Nf- und Treiberstufe für die *eisenlose Gegentakt-Endstufe* mit zwei *komplementären* (= einander entsprechenden, ergänzenden) *Leistungstransistoren* (oben npn-, unten pnp-Transistor mit gleichartigen Daten, paarig ausgesucht), für die man *keine Phasenumkehr* benötigt. Sie ist das Transistor-Gegenstück zu Bild 15.6.

Prüfungsfragen zur 25. Stunde

25a: Wodurch unterscheiden sich die ersten Röhrenempfangsschaltungen von der heute allgemein üblichen Diodendemodulation? Wie heißen sie?

25b: *Was bedeutet AVR? Welche Gründe bewirkten ihre fast allgemeine Einführung?*

25c: *Warum bringt man heute nicht mehr mehrere Hf-Verstärkerstufen am Eingang der Empfangsgeräte an?*

25d: *Welchen Vorteil bringt die B-Verstärkung? Wie wird sie erzielt?*

25e: *Was versteht man unter Reflexverstärkung? Was ist Voraussetzung für ihre erfolgreiche Anwendung?*

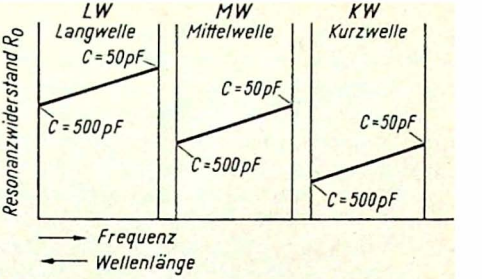
Der Superhet (Überlagerungsempfänger)

Wir wollen nun den neuerdings allgemein gebräuchlichen „Superheterodyne-Empfänger", heute abgekürzt meist *Super* genannt, näher betrachten. Gefunden wurde das Prinzip etwa gleichzeitig in Deutschland und in Amerika. Dort wurde es aber früher in die Praxis eingeführt, und zwar als notwendige Hilfe zu einer wirksameren Verstärkung höherer Frequenzen, besonders der Kurzwellen.

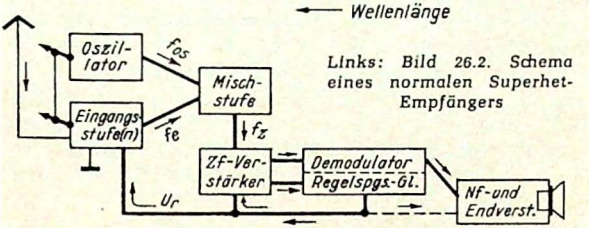
Wir hatten schon früher erwähnt, daß die erzielbare Hf-Verstärkung um so größer wird, je höher der Resonanzwiderstand des als Außenwiderstand dienenden Kreises ist. Wir wissen aus den Elektrischen Grundlagen[1]), daß dieser Resonanzwiderstand im Prinzip vom *L/C-Verhältnis* abhängt, also um so größer wird, je kleiner *C* im Verhältnis zu *L* ist. Ganz von selbst sind daher die Resonanzwiderstände im Langwellenbereich am größten, im Mittelwellenbereich kleiner, im Kurzwellenbereich aber zumeist ungünstig klein, zumindest wenn man, wie üblich, mit demselben Drehkondensator abzustimmen pflegt. Ganz ungünstig werden die Kreiswiderstände im UKW-Bereich. **Bild 26.1** zeigt rein schematisch den Verlauf des Resonanzwiderstandes für die ersten drei Wellenbereiche bei Drehkondensator-Abstimmung. Man sieht, wie benachteiligt die Kurzwellen sind. Weil man damals nur geringverstärkende Röhren hatte, „transponierte" (≈ setzte um) Armstrong die Empfangsfrequenz durch Überlagerung mit einer Hilfswelle auf eine tiefere Frequenz, und zwar tiefer als die Langwellen, um sie desto besser verstärken zu können. Diese Hilfsfrequenz erhielt den Namen *Zwischenfrequenz*, weil sie damals zwischen Hoch- und Niederfrequenz lag, etwa bei 125 kHz.

Indem man später alle Frequenzen der Wellenbereiche in Bild 26.1 auf die *gleiche* Zwischenfrequenz (Zf) „umsetzte" (und UKW auf eine passend gewählte höhere), gewann man weitere Vorteile: Erstens konnte man *alle Zf-Kreise* als gut abgeschirmte Festkreise aufbauen, und am Geräteeingang

[1]) Siehe Leucht, Die elektrischen Grundlagen der Radiotechnik, Abschnitt 15.8.



Rechts: Bild 26.1. Verlauf der Resonanzwiderstände bei den klassischen Wellenbereichen (schematisch)



Links: Bild 26.2. Schema eines normalen Superhet-Empfängers

waren nur zwei abstimmbare Kreise nötig, die keine Selbsterregungsgefahr brachten; zweitens konnte man im *Zf-Teil* das günstigste *L/C-Verhältnis* wählen, das damit für alle klassischen Wellenbereiche gleich war; drittens bestimmten nun die Zf-Kreise die Breite der Durchlaßkurve, für alle Bereiche gleich, und durch Einbau von *Zf-Bandfiltern* konnte man sehr steile Flanken erzielen (siehe dazu Leucht, Die elektrischen Grundlagen); viertens konnte man die Durchlaßbreite (Bandbreite) von außen einstellbar ausführen, so daß man sie dem jeweiligen Sender anpassen konnte.

Mehr als drei Hf-Verstärker*stufen* kann man auf der gleichen Frequenz auch mit Bandfiltern kaum schwingsicher aufbauen. Hier hilft der *Doppelsuper* mit zwei Zwischenfrequenzen. Der erste Oszillator muß auch hier mit dem Empfangskreis parallellaufen, um immer die gleiche Zwischenfrequenz zu erhalten. Mit dem zweiten Oszillator setzt man dann von dieser Festfrequenz auf eine andere Festfrequenz um. Der zweite Oszillator kann also fest abgestimmt sein. Besonders in kommerziellen Empfängern macht man von dieser Möglichkeit Gebrauch.

Nachdem man neuerdings die Zwischenfrequenz auf etwa 460 kHz, also zwischen Mittel- und Langwellen, gelegt hat,

fällt für die Langwellen der Vorteil der besseren Verstärkung fort, doch ist er dort am wenigsten wichtig, wie Bild 26.1 zeigt.

Bild 26.2 ist das Blockschema eines solchen Supers. Aus dem von der Antenne gelieferten Frequenzgemisch siebt der Eingangskreis (manchmal sind es deren zwei), die gewünschte Empfangsfrequenz f_e heraus. Durch einen mit der Eingangsabstimmung mechanisch gekuppelten Oszillator wird dazu jeweils eine solche Hilfsfrequenz f_{os} erzeugt, daß bei der Mischung beider sich stets die einheitlich festgelegte Zwischenfrequenz f_z bildet. Schon beim Audion erwähnten wir, daß sich die *Differenzfrequenz* ergibt, wenn zwei Frequenzen einander *überlagern*. Wenn, wie im dort besprochenen Fall, die Differenzfrequenz unterhalb 16 kHz liegt und sie außerdem gleichgerichtet wird, hört man sie als Ton. Hier beim Superhet kann man den gleichen Vorgang, aber ohne Gleichrichtung, zur Erzeugung der Zwischenfrequenz benutzen, die aber noch immer eine Hochfrequenz ist.

Für Kurz-, Mittel- und Langwellen verwenden wir heute durchweg 460 kHz als Zwischenfrequenz. Für UKW ist diese allerdings nicht brauchbar, da man die dort erforderlichen Bandbreiten auf so niedrigen Frequenzen nicht erzielen könnte. Hier verwendet man meist 10,7 MHz als Zwischenfrequenz.

Natürlich bildet sich die gleiche Differenzfrequenz, ob nun die Oszillatorfrequenz um den gleichen Frequenzbetrag *über* oder *unter* der Empfangsfrequenz liegt. Um aber bei der Erzeugung der Oszillatorfrequenz ebenfalls immer den ganzen Bereich mit einem Drehkondensator überstreichen zu können (also wegen der *Variation*), muß man von den beiden gegebenen Möglichkeiten:

$$\text{a) } f_z = f_{os} - f_e \qquad \text{und b) } f_z = f_e - f_{os}$$

die unter a) genannte wählen. Man wählt also die Oszillatorfrequenz immer *höher* als die Empfangsfrequenz (der Oszillator schwingt schneller), und zwar um den Frequenzbetrag höher, der als Zwischenfrequenz gewünscht wird, hier also um 460 kHz. Dieses Prinzip gilt nicht unbedingt für den UKW-Bereich. Für ihn gibt es auch Schaltungen, bei denen der Oszillator langsamer schwingt als der Empfangskreis.

Daß die Differenzfrequenz auf zwei Arten gebildet werden kann, die wir soeben mit a) und b) bezeichneten, führt nun aber zu einer der Schwächen des Supers, zu seiner *Zweideutigkeit*. Außer der gewünschten Empfangsfrequenz gibt es

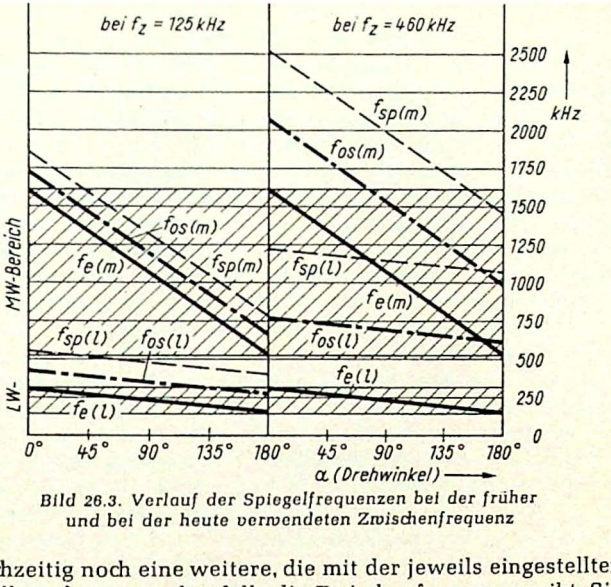


Bild 26.3. Verlauf der Spiegelfrequenzen bei der früher und bei der heute verwendeten Zwischenfrequenz

gleichzeitig noch eine weitere, die mit der jeweils eingestellten Oszillatorfrequenz ebenfalls die Zwischenfrequenz ergibt. Sie liegt um das gleiche Frequenz-Intervall (= Abstand, Zwischenraum) über der Oszillatorfrequenz, wie die Empfangsfrequenz unter ihr liegt. Die beiden für die Bildung der Zwischenfrequenz geeigneten Frequenzen liegen also symmetrisch (= spiegelbildlich) zur Oszillatorfrequenz. Die zweite (unerwünschte) heißt daher *Spiegelfrequenz* f_{sp}. Sie wurde in **Bild 26.3** gestrichelt eingezeichnet, während f_{os} strichpunktiert und f_e durch eine durchgezogene starke Linie dargestellt wurden.

Würden jetzt nicht nur f_{os} und f_e, sondern auch noch die zugehörige Spiegelfrequenz f_{sp} in die Mischstufe gelangen, so würde auch aus ihr die Zwischenfrequenz gebildet, ihre Modulation (Signal) würde im Zf-Verstärker ebenfalls verstärkt und würde am Ende als Störung mit hörbar. Diese Störung könnte man auf keine Weise nachträglich beseitigen. Man muß daher verhindern, daß die Spiegelfrequenz überhaupt zur Mischstufe gelangt. Deshalb wurde die Zwischenfrequenz heraufgesetzt. In Bild 26.3 ist links der alte Zustand bei f_z = 125 kHz dargestellt. Der Abstand zwischen Empfangs- und Spiegelfrequenz war hier nur 250 kHz, und die Spiegelfre-

quenzen des MW-Bereichs lagen, wie ersichtlich, fast ganz innerhalb des gleichen Bereiches. Bei diesem (verhältnismäßig) geringen Abstand konnte es leicht vorkommen, daß ein starker, auf der Spiegelfrequenz arbeitender Sender „durchschlug". Wenn man sich dagegen schützen wollte, mußte man daher mehrere Empfangskreise vor dem Oszillator anbringen. Im rechten Bildteil sehen wir dagegen den heutigen Zustand. Jetzt ist der Abstand zwischen den beiden Frequenzen 920 kHz. Hier liegen nicht nur die Spiegelfrequenzen fast durchweg außerhalb des eingestellten Wellen*bereiches*, sie werden auch, infolge des großen Abstandes, von jedem gut gebauten Kreis völlig unterdrückt. Man kommt dadurch mit *einem* einstellbaren Kreis für die Empfangsfrequenz und mit einem parallellaufenden Oszillatorkreis aus.

Im Kurzwellenbereich (6...30 MHz) liegen die Spiegelfrequenzen dann allerdings innerhalb des Empfangsbereichs. Dadurch erscheint bei normalen Rundfunkempfängern jeder KW-Sender gewöhnlich zweimal, wenn man die Skala durchdreht. Für diesen Bereich ist ja $2 \cdot f_z = 920$ kHz ähnlich klein wie $2 \cdot 125$ kHz für die Mittelwellen. *Beispiel:* die Frequenz 17 815 kHz = 16,84 m (Deutsche Welle) kann empfangen werden mit $f_{os1} = (17\,815 + 460)$ kHz = 18 275 kHz, aber ebenso mit $f_{os2} = (17\,815 - 460)$ kHz = 17 355 kHz. Zwischen beiden liegt der doppelte Frequenzabstand von nur 920 kHz, wie er auch im rechten Teil von Bild 26.3 bei Mittel- und Langwellen dargestellt ist. Diesen Doppelempfang nimmt man bei einfachen Rundfunkempfängern in Kauf. Bei solchen Empfängern, die besonders guten Kurzwellenempfang bringen sollen, trifft man natürlich Vorkehrungen, um eindeutige Abstimmung zu bekommen: Man baut besondere Kurzwellenkondensatoren ein, unterteilt dadurch den KW-Bereich in mehrere Teilbereiche, die vielfach noch wieder an beliebiger Stelle gespreizt werden können (Kurzwellenlupe) usw., notfalls arbeitet man mit anderer Zwischenfrequenz. Man wendet auch das Prinzip des schon erwähnten Doppelsupers an, um Spiegelempfang auszuschalten, aber nur in Spezial-Kurzwellenempfängern.

Die Notwendigkeit der Spiegelfrequenzsicherheit ist übrigens neben der geforderten Breitbandigkeit der zweite Grund für die Wahl einer hohen Zwischenfrequenz bei UKW. Das Verhältnis $f_{sp}: f_e$ ist bei Langwelle $\approx 5{,}1 : 1$, bei Mittelwelle $\approx 1{,}9 : 1$, wenn man 460 kHz wählt. Bei UKW erzielt man mit 10,7 MHz $\approx 1{,}23 : 1$. Das ist schon ähnlich ungünstig, wie in

Bild 26.3 links für 125 kHz dargestellt (MW 1,235 : 1, LW 2,1 : 1). Die Zwischenfrequenz 460 kHz würde dagegen bei UKW 1,01 : 1 ergeben, also praktisch ein Zusammenfallen von Empfangs- und Spiegelfrequenz. Man wählt also wieder den günstigsten Kompromiß zwischen Spiegelfrequenzsicherheit, Breitbandigkeit und guter Verstärkungsmöglichkeit.

Eine zweite Störmöglichkeit ergibt sich beim Super auf der Zwischenfrequenz selber. Zwar hat man international vereinbart, die genannten Frequenzen für die Zwischenfrequenz der Rundfunkempfänger freizuhalten, auf ihr also keine Sender zu betreiben. Solche Vereinbarungen werden aber nicht immer eingehalten, und außerdem können derartige Störungen sogar durch Oberwellen (Harmonische) eines starken oder in der Nähe befindlichen Senders eintreten. Man schützt sich dagegen erstens durch möglichst gute Abschirmung des Zwischenfrequenzteils, zweitens durch sog. *Zwischenfrequenzsperren*. Man kann dazu Sperrkreise am Empfängereingang benutzen. Wirksamer und daher häufiger sind aber *Leitkreise* am Empfängereingang, die für ihre Resonanzfrequenz einen Kurzschluß darstellen und daher durch Ableitung diese Frequenz sofort unschädlich machen (s. hierzu Bild 29.8). Für den Tonfrequenzbereich wurde dieses Prinzip bereits besprochen.

Der Vollständigkeit halber sei erwähnt, daß nicht nur durch unerwünschte Mischung mit von außen einfallenden Frequenzen störende Pfeifstellen auftreten können, sondern dazu auch noch durch sog. „Selbstpfiffe". Diese kommen z. B. zustande durch Mischung von Oberwellen sowohl der Empfangs- als auch der Oszillatorfrequenz u. ä. Von diesen Nachteilen, deren Beseitigung z. T. erhebliche Ingenieurleistungen erforderte, spricht man heute kaum noch. Es überwiegen die *Vorteile des Supers:*

1. Geringe Selbsterregungsgefahr,
2. fast gleichmäßige Verstärkung aller klassischen Wellenbereiche, da die Haupt-Hf-Verstärkung im Zf-Teil für alle gleich ist,
3. geringe Gleichlaufschwierigkeiten,
4. bei kleinen Superhets kann im Zf-Teil eine fest eingestellte, von der Empfangsfrequenz unabhängige Rückkopplung angewandt werden,
5. genau festgelegte und sogar einstellbare Bandbreite ist möglich, ebenfalls für alle Bereiche gleich.

Die letzte Angabe gilt allerdings nur für die klassischen Bereiche von LW bis KW, und die Verstellbarkeit findet man meist nur bei Röhrenempfängern, bei denen der Einbau von Bandfiltern seit langem selbstverständlich war. Bei Transistoren wendet man, wie erwähnt, oft nur Einzel-Zf-Kreise mit Kopplungsschleifen zum nächsten Transistor an, in erster Linie, weil man so durch Herabtransformieren den nötigen Steuerstrom gewinnt. Im UKW-Bereich kommt noch hinzu, daß man so leichter die dort erforderliche große Bandbreite übertragen kann.

Übrigens muß nicht unbedingt eine Zf-Verstärkung stattfinden. Es sind auch schon AM-Super gebaut worden, bei denen nur ein einziges, allerdings sehr hochwertiges Zf-Bandfilter vorhanden war, an dessen Ausgang dann direkt der Empfangsgleichrichter angeschlossen war. Durch eine fest eingestellte Zf-Rückkopplung wurden Verstärkung und Trennschärfe erhöht.

Sobald man die Bandbreite veränderlich macht, besteht die Möglichkeit, daß man für den Ortsempfang, der ja ohnehin alle Nachbarsender übertönt, bei Amplitudenmodulation größere Bandbreite als 9 kHz einstellt und damit die vollständige Modulation des Senders empfängt, daß man aber bei sich gegenseitig störenden Fernsendern das Band nach Bedarf einengt. Bei den Transistorempfängern mit festen Bandfiltern oder sogar Einfachkreisen hat sich eine Bandbreite von nur etwa 4 kHz eingeführt, und das ergibt natürlich eine mangelhafte Klangqualität. Dagegen beträgt im UKW-Bereich die Bandbreite der Transistorgeräte etwa 200 kHz[1]).

Die hier folgenden *Blockschaltbilder*, die auf alle Einzelheiten verzichten und nur das Prinzip darstellen, dafür aber eine gute Übersicht ermöglichen, sollen zeigen, wie etwa die heutigen Super in der Mehrzahl aufgebaut sind. Dabei handelt es sich um reine AM-Empfänger. In welcher Weise der Aufbau komplizierter (= verwickelter, schwieriger, umständlicher) wird, sobald auch ein FM-Bereich vorgesehen ist, werden wir später bei Besprechung des UKW-Bereiches kennenlernen.

Bild 26.4 zeigt das Schema eines *Fünfkreis-Supers*. Die Vierecke bedeuten dabei Abstimmkreise, die Kreise in der Figur Röhren oder Transistoren. In allen Fällen bedeutet ein gestrichelter Kreis beim Oszillator, daß hier ein besonderer Vierpol zur Erzeugung der Oszillatorfrequenz vorhanden

[1]) Eine ausführliche Begründung hierzu folgt in der 31. Stunde.

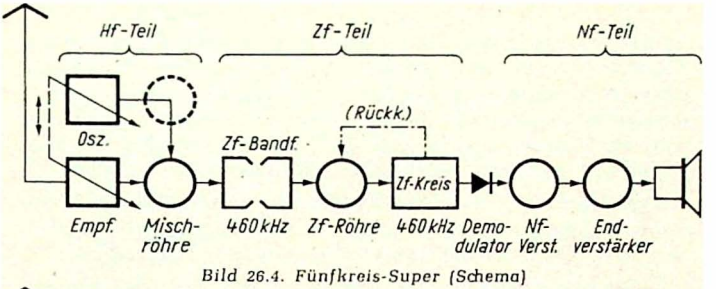


Bild 26.4. Fünfkreis-Super (Schema)

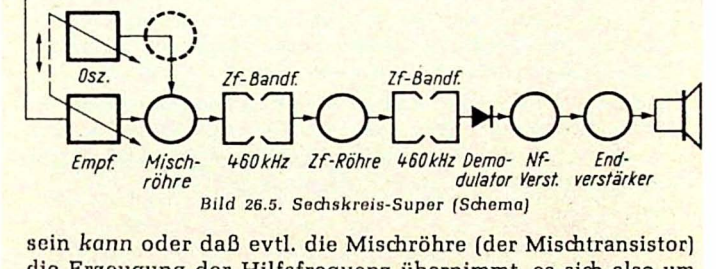


Bild 26.5. Sechskreis-Super (Schema)

sein *kann* oder daß evtl. die Mischröhre (der Mischtransistor) die Erzeugung der Hilfsfrequenz übernimmt, es sich also um eine sog. *selbstschwingende Mischstufe* handelt. Ein besonderes Oszillator-Röhrensystem findet man noch in den meisten röhrenbestückten Heimempfängern, allerdings fast stets in einem gemeinsamen Kolben mit der Mischröhre (ECH 81, ECH 83), während bei Transistorbestückung die selbstschwingende Mischstufe vorherrscht.

Bei allen drei Beispielen sind nur zwei Abstimmkreise *durchstimmbar*, also der Eingangskreis auf die gewünschte Senderfrequenz und der Oszillatorkreis auf die dazugehörige Oszillatorfrequenz einstellbar, und zwar zumeist durch einen Doppel-Drehkondensator. Dabei überstreicht man bei einem Durchdrehen meist einen ganzen Wellenbereich. Sämtliche Zf-Kreise haben zwar Nachstimmvorrichtungen (Trimmer oder mit Gewinde versehene Hf-Eisen- bzw. Ferritkerne), mit denen sie vor Auslieferung und später in gewissen Zeitabständen auf genauen Gleichlauf abgeglichen werden. Sie sind aber für den Benutzer nicht zugänglich. Man bezeichnet diese Kreise daher als *fest abgestimmt*.

In Bild 26.4 ist bei der Zf-Röhre eine Rückkopplung strichpunktiert eingezeichnet, die wegen der gleichbleibenden Zwischenfrequenz ja fest eingestellt werden kann. Sie könnte hier vorteilhaft sein, da eine einzige Zf-Verstärkerstufe manchmal nicht ganz ausreicht. Man begegnet ihr zwar seltener, aber man sieht an diesem Beispiel, daß eine leistungssteigernde „Entdämpfung" nicht nur beim Empfangsgleichrichter möglich ist.

Wenn die Geräte mit Transistoren bestückt sind, wird der ganze Nf-Teil fast stets so aussehen wie in Bild 26.6, nämlich mit Treiber- und mit Gegentakt-B-Endstufe (s. Bild 25.5).

Bild 26.5 zeigt einen *Sechskreis-Super*, der sich vom vorigen nur dadurch unterscheidet, daß zwischen Zf-Röhre und Demodulator ein zweites Bandfilter eingeschaltet wurde. Im übrigen gilt auch hier alles, was bei Bild 26.4 gesagt wurde, mit Ausnahme der Rückkopplung. Dieser Aufbau kann als Standardschema für die meisten Röhrensuper betrachtet werden.

Falls für einen Super höhere AM-Kreiszahlen angegeben werden, so sind meist ein oder zwei weitere Bandfilter und dazugehörig jeweils eine weitere Zf-Röhre (-Transistor) vorgesehen, zuweilen aber auch Dreikreis-Bandfilter.

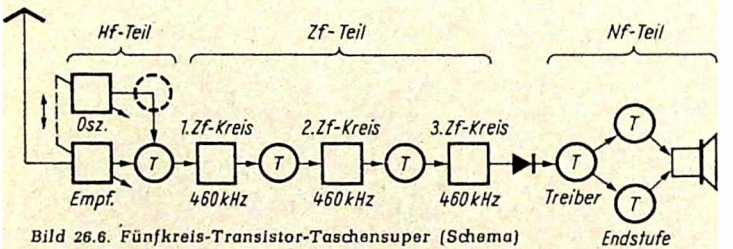


Bild 26.6. Fünfkreis-Transistor-Taschensuper (Schema)

Bild 26.6 schließlich zeigt einen typischen Transistor-Taschenempfänger, bei dem mit kleiner Behelfsantenne oder mit einem Ferritstab möglichst guter Empfang erzielt werden soll. Um die nötige Hf-Verstärkung vor der Demodulation zu erzielen, sind hier zwei Zf-Transistoren vorgesehen, zwischen ihnen aber jeweils nur ein Einzelkreis. So ergibt sich ein *Fünfkreiser* mit anderem Aufbau als in Bild 26.4, denn der geht noch auf die Röhrenbauart zurück.

Im ganzen konnten hier nur einige Beispiele aus einer Vielzahl von Möglichkeiten angegeben werden.

Prüfungsfragen zur 26. Stunde

26a: Welche Art von Empfängerschaltungen hat der Super abgelöst?

26b: Welche Vorteile bietet der Super bezüglich der Sendertrennung?

26c: Welche Vorteile brachte er bezüglich der Verstärkung?

26d: Welches ist die hervorstechendste Schwäche des Supers?

26e: Nach welchen Gesichtspunkten wird die Zwischenfrequenz gewählt?

27. STUNDE

Der Oszillatorkreis im Super

1 Die Schwingungserzeugung

Der Oszillatorkreis hat die Aufgabe, jeweils die Hilfsfrequenz, die genau um die vorgesehene Zwischenfrequenz höher liegt als die eingestellte Empfangsfrequenz, in der erforderlichen Stärke zu erzeugen. Nach dem Mischvorgang läßt sich dann die festgelegte Zwischenfrequenz herausfiltern und weiter verstärken.

Die Schwingungen erzeugt man mittels eines *aktiven Vierpols*, also einer Röhre oder eines Transistors, indem man den Schwingkreis so weitgehend entdämpft, daß die Schwingungen, einmal in Gang gesetzt, dauernd aufrechterhalten bleiben. Dies ist die wichtigste Anwendung der Rückkopplung, und Grundschaltung ist die *Meißner-Rückkopplungsschaltung*, die wir schon beim Audion kennenlernten. In **Bild 27.1** ist sie etwas abgeändert dargestellt, doch ist das Prinzip das gleiche. Der aus L_s und C_a bestehende (Oszillator-)Schwingkreis liegt hier in der Anodenleitung der Röhre, dafür liegt die Rückkopplungsspule L_r in der Gitterzuleitung. Sobald bei geheizter Röhre die Betriebsspannung angelegt wird, entstehen im Schwingkreis gedämpfte Schwingungen mit der Frequenz des Abstimmkreises, sei es durch den Einschaltstromstoß oder durch irgendwelche kleine Unregelmäßigkeiten im Stromfluß (genau wie ein Blatt sich bei jedem Lufthauch bewegt). Durch

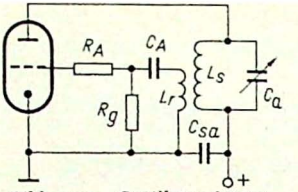


Bild 27.1. Oszillator-Grundschaltung (Meißner-Rückkopplung)

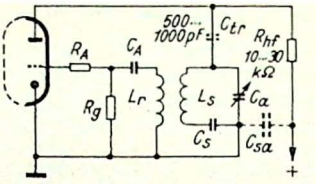


Bild 27.2. Amplitudenbegrenzung durch Parallelspeisung der Oszillator-Anode

die Rückkopplungsspule L_r, die natürlich richtig gepolt sein muß, werden diese Schwingungen wieder auf das Gitter übertragen und in der Röhre verstärkt. Bei genügend *fester* Rückkopplung wird nicht nur eine ungedämpfte Schwingung daraus, sondern diese schaukelt sich bis zur höchsten Leistungsfähigkeit der Röhre auf.

Die Röhre darf aber nicht „durchgehen". Man muß also die Rückkopplung richtig bemessen und so begrenzen, daß der Oszillator bei der niedrigsten Frequenz des jeweiligen Wellenbereichs gerade sicher schwingt, bei den höheren tut er das dann ohnehin. Da also die Schwingamplitude nicht beliebig anwachsen darf, legt man vor das Gitter als *Amplitudenbegrenzer* eine Kombination aus dem Widerstand R_g und dem Kondensator C_A. Sie erzeugen, wie schon beim Audion erklärt, eine negative Vorspannung am Gitter, deren Höhe sich mit der Stärke des durch die Röhre fließenden Anodenstroms erhöht und dessen Ansteigen also begrenzt (sinngemäß beim Transistor). Zusätzlich bedämpft im Kurzwellenbereich der Widerstand R_A das schwingende System um so mehr, je weiter der Drehkondensator herausgedreht wird.

Die beim Audion gezeigten Schaltungen mit dem Abstimmkreis am Gitter und der Rückkopplungsspule an der Anode schwingen zwar fast genauso zuverlässig; die hier gezeigte Anordnung mit dem frequenzbestimmenden Schwingkreis in der Anodenleitung ergibt aber eine bessere *Frequenzkonstanz* (= -beständigkeit) und wird daher bevorzugt.

Der *Resonanzwiderstand* des Kreises ist am kurzwelligen Bereichsende viel höher (s. Bild 26.1), sofern die übliche Drehkondensatorabstimmung angewandt wird. Im *Mittel- und Langwellenbereich* reicht daher die Amplitudenbegrenzung

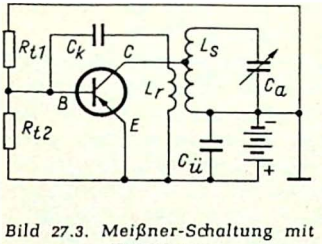


Bild 27.3. Meißner-Schaltung mit Transistor

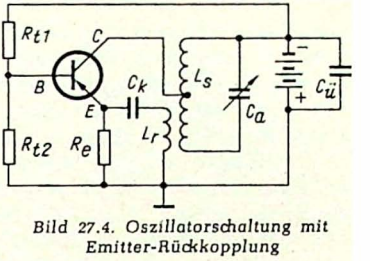


Bild 27.4. Oszillatorschaltung mit Emitter-Rückkopplung

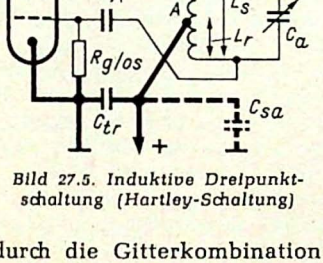


Bild 27.5. Induktive Dreipunktschaltung (Hartley-Schaltung)

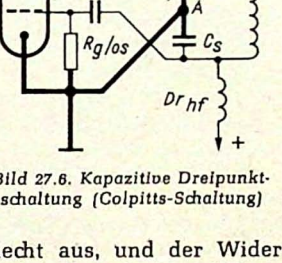


Bild 27.6. Kapazitive Dreipunktschaltung (Colpitts-Schaltung)

durch die Gitterkombination schlecht aus, und der Widerstand R_A wirkt nur bei Kurzwellen. Hier schafft die Schaltung nach **Bild 27.2** Abhilfe. Bei ihr geschieht die Stromzuleitung zur Anode direkt über den Widerstand R_{hf}. Dieser liegt dann parallel zum Schwingkreis und bedämpft ihn, so daß die Unterschiede zwischen Anfangs- und End-Resonanzwiderstand sich nicht mehr störend auswirken. Er bildet gleichzeitig eine Hf-Sperre, denn die Hochfrequenz würde sonst durch den im Netzteil befindlichen Siebkondensator C_{sa} kurzgeschlossen. C_{tr} kann angebracht werden, wenn man den Drehkondensator gegen die Anodengleichspannung absperren will.

Eine in der gleichen Art arbeitende Transistorschaltung zeigt **Bild 27.3.** Der Kondensator C_k zwischen Rückkopplungsspule L_r und Basis ist notwendig, weil ohne ihn die Spule L_r den Widerstand R_{t2} für Gleichspannung kurzschließen würde.

Die Rückkopplungsspannung braucht, wenn der Schwingkreis am Kollektor liegt, nur zwischen Basis und Emitter wirksam zu sein. Statt an die Basis kann man sie daher auch an den Emitter führen, wie es **Bild 27.4** zeigt. Diese als *Emit-*

ter-Rückkopplung bezeichnete Schaltung entspricht der früher bei Röhren angewandten *Katodenrückkopplung*.

Man braucht aber überhaupt keine besondere Rückkopplungsspule, sondern kann sich die Tatsache zunutze machen, daß an den beiden Enden einer Schwingkreisspule zu jedem Zeitpunkt genau entgegengesetzte Spannungsphasen herrschen. Schließt man also an ein Schwingkreisende die Anode, an das andere das Gitter einer Röhre an, so ist die Phasenbedingung erfüllt, und bei richtig gewähltem Abgriff *A* schwingt die Schaltung. **Bild 27.5** zeigt ein Beispiel für die *induktive Dreipunktschaltung*. Hier ist die Spule als Ganzes frequenzbestimmende Schwingkreisspule, und sie ist über den Kondensator C_A an das Gitter angeschlossen.

Bild 27.6 zeigt eine unwesentliche Abänderung des gleichen Prinzips, die *kapazitive Dreipunktschaltung*. Bei ihr wird die Rückkopplungsspannung an einem kapazitiven Spannungsteiler abgegriffen. Sie hat eine Zeitlang (vorzugsweise für MW und LW) deshalb große Verbreitung gefunden, weil bei ihr der Drehkondensator an Masse gelegt, also die handelsübliche Bauart verwendet werden konnte. Sie hat aber auch zwei Nachteile, die manchmal ihrer Anwendung entgegenstehen: Erstens wird der Variationsbereich, wie bei Bild 27.14 noch gezeigt werden wird, durch die Serienschaltung eingeengt, zweitens ändert sich das Spannungsteilerverhältnis beim Durchdrehen des Kondensators in weiten Grenzen.

Den letzten Nachteil kann man vermeiden, wenn die kapazitive Unterteilung nicht am Drehkondensator erfolgt. Schaltet man einen kapazitiven Spannungsteiler dem Schwingkreis parallel, wie **Bild 27.7** zeigt, so bleibt das Teilerverhältnis über den ganzen Bereich konstant, allerdings wird der Variationsbereich auch hier eingeengt.

Eine induktive Dreipunktschaltung für Transistoren zeigt **Bild 27.8**, jedoch mit dem Unterschied, daß die Basis über C_b für Hochfrequenz an Masse gelegt ist. Der Transistor arbeitet also in *Basisschaltung*.

Durch das Auskoppeln der Oszillatorschwingung kann aber die Frequenz beeinflußt werden. Das macht sich um so mehr bemerkbar, je höher die Frequenz ist: Bei 12 MHz bedeutet eine Änderung um nur 1 % bereits eine Verschiebung um 120 kHz, das entspricht 26 % der üblichen Zwischenfrequenz. Deshalb bevorzugen KW-Amateure vielfach die sogenannte *Eco-Schaltung*. Sie baut auf der induktiven Dreipunktschal-

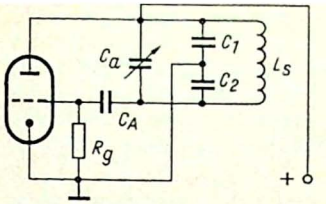


Bild 27.7. Colpitts-Schaltung mit gesondertem Spannungsteiler

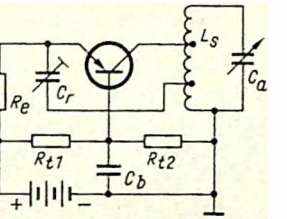


Bild 27.8. Induktive Dreipunktschaltung mit Transistor in Basisschaltung

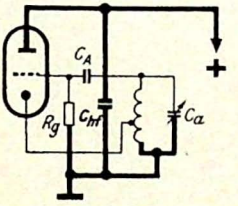
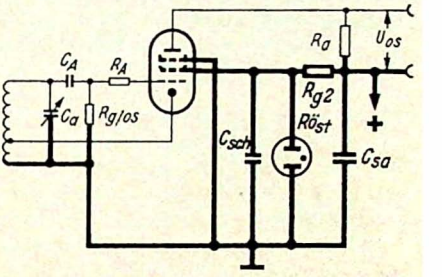


Bild 27.9. Prinzip der Eco-Schaltung



Links: Bild 27.10. Eco-Schaltung mit Pentode und mit stabilisierter Schirmgitterspannung

tung auf, die **Bild 27.9** in anderer Form zeigt, wobei die Anode kapazitiv an Masse liegt, Anode und Katode also gewissermaßen vertauscht sind. Diese Schaltung schwingt aber ebenso wie die nach Bild 27.5, denn auch hier liegen Gitter und Anode an entgegengesetzten Enden der Schwingkreisspule, ihre Hf-Spannungen weisen also 180° Phasenunterschied auf. Nur ist hier nicht, wie sonst üblich, die Katode, sondern die Anode an Masse gelegt. Da in den hier gezeichneten Bildern Masseleitungen dick ausgezogen sind, wird das besonders deutlich.

Die *Eco-Schaltung* wird mit einer Pentode aufgebaut **(Bild 27.10)**. Zwischen Katode, Steuergitter und Schirmgitter finden wir die eben gezeigte Oszillatorschaltung wieder: Das Schirmgitter der Pentode bildet die Oszillatoranode und liegt kapazitiv an Masse; seine Spannung ist durch den Stabilisator $R\ddot{o}_{st}$ stabilisiert (siehe Bild 24.7). Dabei wird g 2 noch zusätzlich durch das an Masse liegende Bremsgitter g 3 (das hier nicht mit der Katode verbunden sein darf) gegen die Anode abge-

schirmt, so daß Vorgänge in der Anodenleitung sich nicht auf den Schwingvorgang auswirken können. Die Anode ist *durch den Elektronenstrom* an die Schwingungen angekoppelt, sie können daher aus dem Anodenstrom entnommen werden, ohne daß der Schwingvorgang irgendwie beeinflußt wird (daher *elektronengekoppelter Oszillator*, englisch: electron coupled oscillator).

Kommt schon diese Schaltung fast nur in Sendern vor, so ist das bei der in **Bild 27.11** gezeigten „Huth-Kühn-Schaltung" (aus dem Jahre 1917) erst recht der Fall; bei ihr wird die früher besprochene Gitter-Anoden-Kapazität C_r zur Rückkopplung ausgenutzt. Sie kann natürlich nach Bedarf durch einen Zusatzkondensator vergrößert werden.

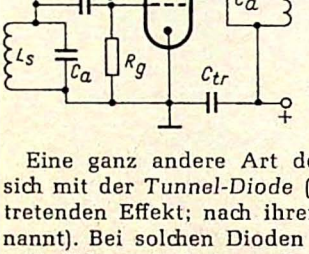


Bild 27.11.
Huth-Kühn-Oszillatorschaltung

Eine ganz andere Art der Schwingungserzeugung ergibt sich mit der *Tunnel-Diode* (so genannt nach dem in ihr auftretenden Effekt; nach ihrem Erfinder auch *Esaki-Diode* genannt). Bei solchen Dioden ist das Halbleitermaterial ungewöhnlich stark dotiert, nämlich das p-Material etwa 250mal stärker als bei Transistoren, das n-Material 25 000mal stärker. Man nennt solches Material auch *entartet*. Die Folge ist eine Sperrschicht mit einer „Dicke" von nur 10 nm (Nanometer = 10^{-9} m). Das ergibt einerseits *keinen Sperreffekt*, andererseits aber eine Ladungsträgergeschwindigkeit, die der Lichtgeschwindigkeit nahekommt, im Gegensatz zur geringen Diffusionsgeschwindigkeit (s. 19. Stunde). Infolgedessen eignen sich Tunneldioden zur Schwingungserzeugung bis ins GHz-Gebiet (Gigahertz = 10^9 Hz).

Daß man hier mit einer Diode Schwingungen erzeugen, sie also als *aktiven Zweipol* benutzen kann, liegt an ihrer höchst eigenartig geformten Kennlinie **(Bild 27.12).** Kennlinien von linearen und nichtlinearen Widerständen sehen im Prinzip so aus, daß sie von links nach rechts ansteigen. Die der Tunneldiode biegt aber beim Punkt *c (Höcker)* nach unten um und

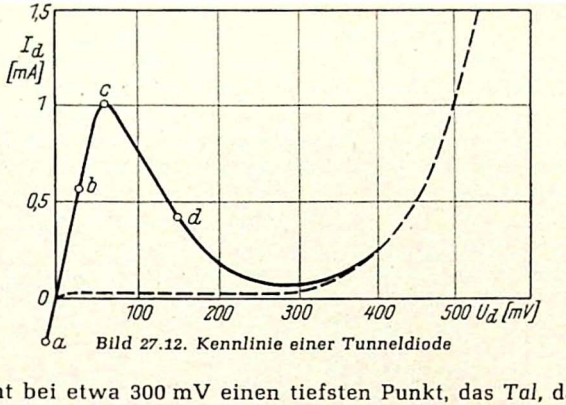


Bild 27.12. Kennlinie einer Tunneldiode

erreicht bei etwa 300 mV einen tiefsten Punkt, das *Tal*, dann steigt sie wieder an. Wir haben hier wieder, wie schon in Bild 22.2, eine *fallende Kennlinie*. Wenn aber von links nach rechts ansteigende Kennlinien *positive Widerstände* darstellen[1]), die den *Strom schwächen*, so muß eine entgegengesetzt verlaufende Kennlinie auch das Gegenteil bedeuten, nämlich eine *Verstärkung des Stromes*, einen *negativen Widerstand*. Wir erwähnten wiederholt, daß ein Schwingkreis durch Parallelschalten eines (positiven) Widerstandes bedämpft wird (s. a. Leucht, Die elektrischen Grundlagen der Radiotechnik, Abschnitt 11.8, 14.3.1 und 15.6). Schalten wir nun umgekehrt einen negativen Widerstand parallel, so muß der Schwingkreis logischerweise *entdämpft* werden. Durch Parallelschalten einer Tunneldiode zu einem Schwingkreis erreicht man also dasselbe, wie es früher für die Rückkopplung beschrieben wurde. Treibt man diese Entdämpfung genügend weit, so entstehen auch hier ungedämpfte Schwingungen, die Schaltung arbeitet als *Oszillator*.

Wie eine solche Schaltung im Prinzip aussieht, zeigt **Bild 27.13** am Beispiel eines Senders zur Ausstrahlung der Schwingungen. Die Tunneldiode *TD* liegt über den Kondensator C_k dem Schwingkreis parallel. Unberücksichtigt blieb, wie der Sender moduliert wird. Was links der strichpunktierten Trennlinie gezeichnet ist, dient ausschließlich zur Einstellung auf den richtigen Arbeitspunkt, nämlich in *Durchlaßrichtung* auf die Mitte des fallenden Kennlinienteils (Punkt *d*). Die

[1]) Siehe die 11. Stunde.

Zahlenwerte im linken Teil wurden eingetragen, um einen Begriff von der Größenordnung der Spannungen und Ströme zu geben. Natürlich müßten die Schwingungen noch weiter verstärkt werden, wenn eine gewisse Reichweite erzielt werden soll. Hier ging es nur um die Art, wie mit Tunneldioden Schwingungen erzeugt werden können. Für Serieneinbau eignen sie sich noch nicht, denn Tunneldioden sind bis jetzt noch teuer.

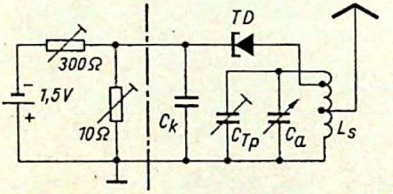


Bild 27.13. Schwingschaltung mit Tunneldiode

2 Der Parallellauf zum Empfangskreis

Früher, bei den Geradeausempfängern, mußten *alle* Kreise untereinander in Gleichlauf sein, d. h. bei jeder neuen Einstellung mußten sie auf die gleiche Empfangsfrequenz abgestimmt werden. Beim Super hat man nur selten zwei Kreise vor dem Oszillator, die dann in Gleichlauf auf die Empfangsfrequenz abgestimmt werden müssen; der gesamte Zf-Teil aber ist auf die Zwischenfrequenz fest abgestimmt. Dagegen muß hier der Oszillator in seiner Frequenz stets um den Betrag der Zwischenfrequenz über der Empfangsfrequenz f_e liegen. Daraus ergeben sich aber ganz unterschiedliche Frequenzvariationen für Eingangs- und Oszillatorkreis bei den verschiedenen Bereichen:

Mittelwelle:	f_e	1602 kHz : 520 kHz	= 3,1 : 1
	f_{os}	2062 kHz : 980 kHz	= 2,1 : 1
Langwelle:	f_e	281 kHz : 151 kHz	= 1,8 : 1
	f_{os}	741 kHz : 611 kHz	= 1,2 : 1

Bei Kurzwellen hingegen ist der Unterschied der Variationen von Eingangs- und Oszillatorkreis sehr klein, weil der Frequenzunterschied hier gering ist. Wollte man verschiedene Drehkondensatoren für f_e und f_{os} einbauen, so müßten es für jeden Wellenbereich andere sein. Aus mancherlei Gründen wird daher bislang das Verfahren bevorzugt, *gleiche Drehkondensatoren* für f_e und f_{os} einzubauen und die Oszillatorkapazität und deren Variationsbereich in jedem Wellenbereich durch passend gewählte Zusatzkapazitäten einzustellen.

Nun kann man den *Variationsbereich* eines Drehkondensators sowohl durch einen Parallel- als auch durch einen Reihenkondensator verkleinern. Nehmen wir als Beispiel einen Drehkondensator mit 50...550 pF Kapazität. Die Variation der Kapazität wäre 1 : 11, die der Frequenz 1 : 3,3 (nämlich $\sqrt{1:11}$[1]). Würde ihm ein Festkondensator von 100 pF parallel geschaltet, so reichte seine Kapazität von 150 bis 650 pF (Variationen: Kapazität 1 : 4,33, Frequenz 1 : 2,1). Würde der Festkondensator von 100 pF dagegen mit dem Drehkondensator in Reihe geschaltet (siehe Leucht, Grundlagen, Abschnitt 7.7), so würde sich die Kapazität nur noch zwischen 33,3 und 84,7 pF ändern (Variationen: Kapazität 1 : 2,54, Frequenz 1 : 1,6). Durch Wahl der geeigneten Kapazität, die sich ja berechnen läßt, kann man also einen beliebigen (kleineren) Variationsbereich herstellen.

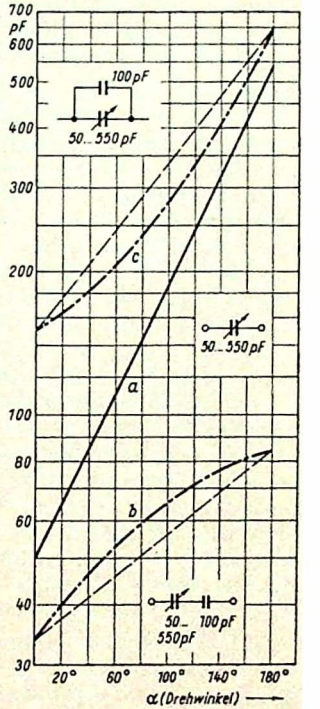


Bild 27.14. Kapazitätsverlauf eines Drehkondensators, (a) allein, (b) mit Serienkondensator, (c) mit Parallelkondensator

Leider aber wird, wie **Bild 27.14** zeigt, durch solche Maßnahmen auch die Frequenzkurve des Kondensators geändert. Im Bild ist in einem Koordinatennetz, das in senkrechter Richtung logarithmisch geteilt ist, bei a die Frequenzkurve eines Drehkondensators mit logarithmischem Plattenschnitt (dem heute meist benutzten) dargestellt, die bei dieser Teilung als Gerade erscheint. Die Kurve b (unten) zeigt den Frequenzverlauf mit einem Reihenkondensator von 100 pF. Die Kapazität wächst hier zu Anfang fast genauso schnell wie bei a, die Kapazitäts-

[1]) Siehe Lehrgang Radiotechnik, 3. Stunde.

änderung verläuft dann aber immer flacher. Die Wirkung eines Parallelkondensators ist, wie Kurve c zeigt, genau umgekehrt: Änderung zuerst viel langsamer, bei hohen Werten dagegen viel steiler.

Würde man nur eines dieser Mittel zur Variationsverkleinerung anwenden, so könnte man höchstens an zwei Punkten des gesamten Abstimmungsbereichs den richtigen Abstand zur Empfangsfrequenz erzielen, an allen übrigen Punkten hätte man Abweichungen nach oben oder unten, da sich die Kapazität im Empfangskreis nach Kurve a ändert. Kombiniert man aber die beiden Möglichkeiten, wendet man also gleichzeitig *Parallel-* und *Reihen-* (oder *Verkürzungs-*)*Kondensatoren* an, so wirkt der eine am Anfang des Drehbereichs, der andere am Ende, wie erläutert (die Reihenkondensatoren heißen englisch *paddings*, sprich peddings, und werden auch bei uns so bezeichnet). Es ergibt sich daraus eine flache S-Kurve, die in **Bild 27.15** sehr stark übertrieben dargestellt ist. Sowohl die Lage der beiden Punkte mit den größten Abweichungen als auch die zu ihrer Erzielung benötigten Kapazitäten werden in komplizierten Berechnungen ermittelt. Der Abgleich muß dann immer an den *drei Gleichlaufpunkten 1 bis 3* erfolgen, um den optimalen (= bestmöglichen) Parallellauf zu erzielen. Deshalb werden in den Kundendienstschriften die Abgleichpunkte vorgeschrieben.

Eine derartige Oszillatorschaltung, herausgezeichnet für einen Wellenbereich, sieht dann etwa wie in **Bild 27.16** aus. C_{Tp} ist meist ein Trimmer und dient mit zum Abgleich, und bei LW liegt ihm meist noch ein Festkondensator von 40 bis 80 pF parallel. Als Serienkondensatoren C_s dienen meist hochwertige Kondensatoren mit sehr engen Toleranzen und

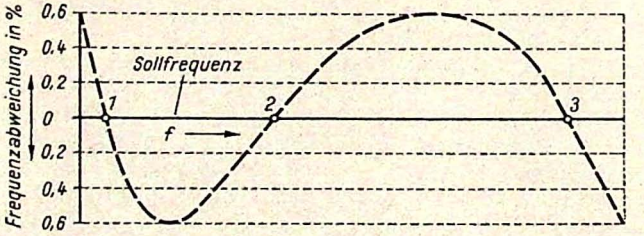


Bild 27.15. Gleichlauffehler (übertriebener Maßstab) bei kapazitiver Gleichlaufschaltung und optimaler Bemessung von C_s und C_{Tp}

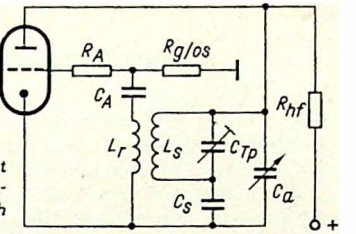


Bild 27.16. Oszillatorschaltung mit Paralleltrimmer (C_{Tp}) und Serienkondensator (C_s) für einen Wellenbereich

möglichst großer Konstanz. Ihre Werte liegen für LW bei 150...300 pF, für MW bei 400...500 pF und für KW (wenn überhaupt eingebaut) bei 4000...5000 pF, denn der Frequenzunterschied ist hier ja sehr gering.

Neuerdings findet man in Industrieempfängern aber auch schon Doppeldrehkondensatoren mit verschiedenen Plattensätzen, z. B. 507 pF im Empfangs- und 420 pF im Oszillatorkreis. Natürlich müssen sie für die größte Variation, also Mittelwelle, richtig sein. Für KW und LW braucht man dann aber trotzdem Parallel- bzw. Parallel- und Serienkondensatoren, sonst käme man ja nicht auf die gleiche Zwischenfrequenz. Der Vorteil ist, daß man bei Mittelwelle, wo die größten Trennschwierigkeiten bestehen, optimalen Parallellauf herstellen kann. Beispiele werden wir später noch zeigen.

Prüfungsfragen zur 27. Stunde

27a: Wie erzeugt man die Überlagerungsfrequenz im Superhet?

27b: Wie erreicht man, daß immer die gleiche Zwischenfrequenz entsteht?

27c: Welche Schwierigkeit ergibt sich, wenn für Empfangs- und Oszillatorkreis Drehkondensatoren verschiedener Kapazität verwendet werden?

27d: Wie erreicht man Parallellauf in mehreren Bereichen?

27e: An wie vielen Punkten kann man auf die übliche Art den genauen Frequenzabstand erzielen?

Die Mischstufe im Super

Um die Zwischenfrequenz zu gewinnen, muß die erzeugte Oszillatorfrequenz mit der Empfangsfrequenz *gemischt* werden. Hierzu gibt es zwei Verfahren: die ursprünglich allein bekannte *additive Mischung* und die später erfundene *multiplikative Mischung*. Letztere wird bis jetzt nur bei Röhren angewendet.

1 Die additive Mischung

Der Name sagt, daß hier zuerst einmal zwei Schwingungen *addiert* (= zusammengefügt, zusammengezählt) werden sollen. Den einfachsten Fall zeigte Bild 6.3 für Schwingungen *gleicher Frequenz* und annähernd gleicher Amplitude. Das entgegengesetzte Beispiel ist die Addition zweier Schwingungen mit stark verschiedenen Frequenzen gemäß **Bild 28.1.** Bei allen derartigen, häufig auch *Überlagerung* oder *Superposition* genannten, *Additionen* von zwei oder auch mehr Frequenzen bleibt in dem Gemisch jede für sich vorhanden und kann durch ein entsprechendes Filter herausgeholt werden; alle zusammen aber bilden auch eine Summenschwingung. Stehen die Frequenzen in einem einfachen ganzzahligen Frequenzverhältnis, so spricht man von Oberwellen oder Harmonischen (s. Leucht, Grundlagen, 6.9). Wenn es sich hingegen um Schwingungen mit ähnlicher Frequenz, also z. B. um verschiedene Hochfrequenzen, handelt und das Amplitudenverhältnis größer als 1 : 2 ist, entsteht ein Schwingungszug ähnlich **Bild 28.2.**

Aus diesem Gemisch könnte man durch Filter die Komponenten (= Bestandteile), also die Einzelschwingungen, wieder herausholen, aber nicht die Differenz der beiden, die wir im Super ja brauchen. Um sie zu erhalten, muß man das Gemisch einem *nichtlinearen Schaltelement*, also z. B. einer Diode, einer Verstärkerröhre oder einem Transistor, zuführen. Sie

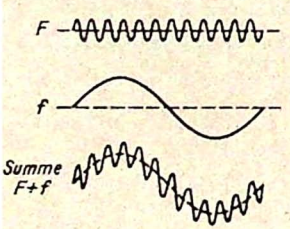


Bild 28.1. Überlagerung einer niederfrequenten mit einer hochfrequenten Schwingung

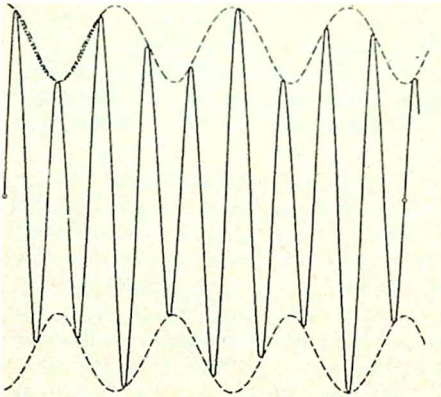
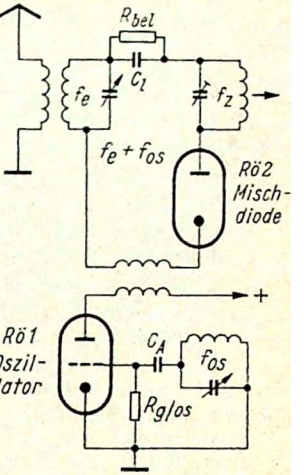


Bild 28.2. Überlagerung zweier ähnlicher Frequenzen mit Amplitudenverhältnis $a : A = 1 : 4$



Rechts: Bild 28.3. Grundschema einer additiven Mischung

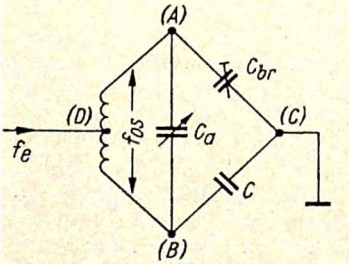


Bild 28.4. Als Brücke geschalteter Oszillatorkreis mit Zuführung der Empfangsfrequenz zur Spulenmitte

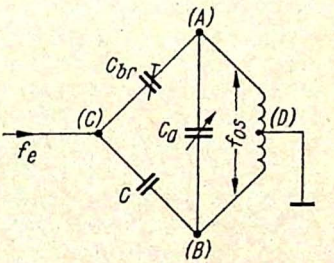


Bild 28.5. Oszillator-Brückenkreis mit Zuleitung der Empfangsfrequenz zur kapazitiven Mitte

alle weisen eine gekrümmte Kennlinie auf. Sobald man das Gemisch einem genügend gekrümmten Teil der Kennlinie zuführt, *modulieren* die Einzelfrequenzen einander. Dabei entstehen dann erstens Oberschwingungen (Harmonische) der zugeführten Frequenzen, zweitens Kombinationsfrequenzen der Grundschwingungen ($f_{os} + f_e$ und $f_{os} - f_e$) und dazu noch Kombinationsfrequenzen der Oberschwingungen untereinander und mit den Grundschwingungen. (Das führt, wie wir

schon früher sahen, zu den nicht ganz vermeidbaren Verzerrungen im Nf-Gebiet.) Die gewünschte Frequenz $f_{os} - f_e$ kann man mit einem Resonanzkreis herausfiltern. Dieser bildet nur für seine Resonanzfrequenz einen Widerstand, an dem dann eine Spannung abfällt, während alle anderen Frequenzen wirkungslos bleiben.

Wie man bereits mit einer (Röhren- oder Halbleiter-)Diode eine solche Mischung erzielen könnte, zeigt in prinzipieller Darstellung **Bild 28.3.** Praktisch wird eine solche Anordnung in entsprechend verbesserter Form z. B. bei hohen Frequenzen (> 300 MHz) angewandt, niemals aber beim Rundfunkempfang. Abgesehen davon, daß bei der gezeigten Schaltung die Oszillatorfrequenz in den Eingangskreis gelangen und durch die Antenne abgestrahlt werden kann, hat eine solche Dioden-Mischstufe auch keine Verstärkung. Wenn aber zur Mischung ein Verstärkerelement, ob Röhre oder Transistor, verwendet wird, so erhält man neben der Mischung auch gleich eine Verstärkung. Um die verbotene Abstrahlung der (starken!) Oszillatorfrequenz zu verhindern, wendet man dann zumeist Brückenschaltungen nach den **Bildern 28.4** und **28.5** an, wie in der 18. Stunde besprochen.

Früher hat man als Mischröhren auch Pentoden verwendet, etwa wie in **Bild 28.6.** Hier dient das Schirmgitter als Anode für den Oszillatorteil, und die Empfangsfrequenz wird am neutralen Punkt in den Oszillatorkreis eingekoppelt, so daß bei richtiger Neutralisation mittels C_{br} keine Abstrahlung der Oszillatorfrequenz stattfindet. Diese Schaltung erinnert weitgehend an die historische Schaltung nach **Bild 28.7** aus der Anfangszeit des Supers. Hier wurde die Oszillatorfrequenz

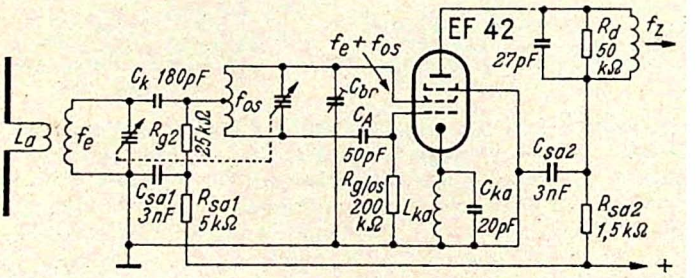
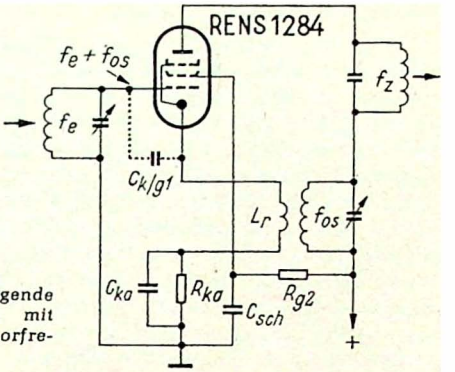
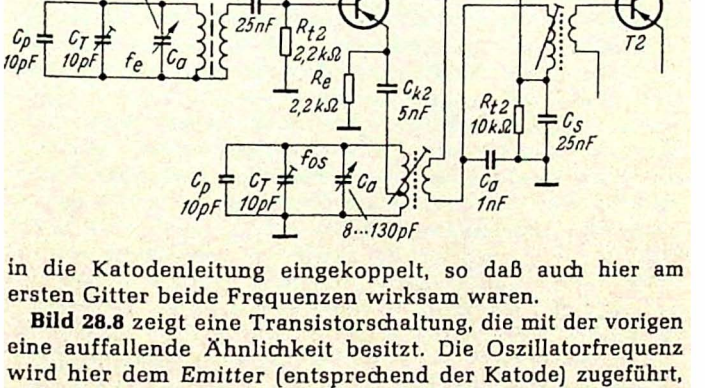


Bild 28.6. Additive Mischschaltung mit Pentode aus der Anfangszeit des UKW-Rundfunks



Rechts: Bild 28.7. Historische Mischschaltung mit „selbstschwingender" Pentode

Bild 28.8. Selbstschwingende Transistor-Mischschaltung mit Einkopplung der Oszillatorfrequenz am Emitter



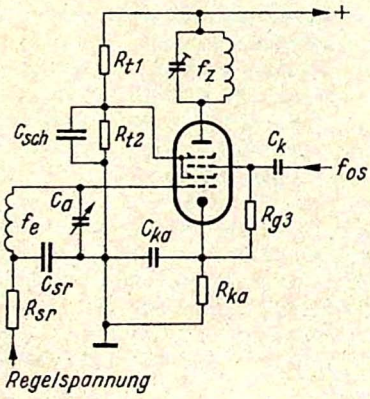
in die Katodenleitung eingekoppelt, so daß auch hier am ersten Gitter beide Frequenzen wirksam waren.

Bild 28.8 zeigt eine Transistorschaltung, die mit der vorigen eine auffallende Ähnlichkeit besitzt. Die Oszillatorfrequenz wird hier dem *Emitter* (entsprechend der Katode) zugeführt, während die Empfangsfrequenz über die Basis den Kollektorstrom steuert. Auch hier wieder ergibt sich in der Basis die Summe beider Schwingungen, aus der sich auf Grund der Kennlinienkrümmung u. a. die Differenzfrequenz bildet. R_e darf hier natürlich nicht durch einen Kondensator überbrückt werden, da dieser ja die Oszillatorfrequenz kurzschließen würde. C_{k2} hingegen ist erforderlich, damit die Oszillatorkreisspule nicht R_e für die Gleichspannung kurzschließt. Diese Schaltung ist übrigens ein Beispiel für Abstimmkondensatoren verschiedener Kapazität.

2 Die multiplikative Mischung

Als großer Nachteil der besprochenen Mischschaltungen wurde und wird empfunden, daß bei ihnen keine automatische Verstärkungsregelung (AVR) möglich ist, wie man sie von großen Geradeausempfängern gewöhnt war und wie sie beim Empfang der klassischen Wellenbereiche gerade am Eingang auch notwendig ist. Man ging daher zur Sechspolröhre oder Hexode über, die außer Katode und Anode zwei Steuer- und zwei Schirmgitter enthält, wie aus **Bild 28.9** ersichtlich. Hier konnte man dem einen Steuergitter die Empfangs-, dem anderen die Oszillatorfrequenz zuführen. Eine gegenseitige Beeinflussung der beiden Frequenzen und damit eine Abstrahlung der Oszillatorfrequenz durch die Antenne verhinderte das Schirmgitter. Da der Anodenstrom zuerst durch die eine Frequenz, dann der bereits beaufschlagte durch die andere Frequenz gesteuert wurde, ergab sich eine *Multiplikation* der beiden Wirkungen. Daraus erklärt sich der Name.

Auch das ist eine *Mischung*, nur erfolgt sie hier unmittelbar, ohne vorherige Addition. Man kann sich den Vorgang so erklären, daß die am ersten Gitter wirksame Frequenz den Arbeitspunkt auf der Kennlinie dauernd hin- und hergleiten läßt, so daß die zweite Frequenz eine in ihrer Steilheit dauernd wechselnde Röhre steuert. Man spricht deshalb auch von *Kennlinienkippung*. Bei der multiplikativen Mischung entstehen ebenfalls alle nur denkbaren Kombinationsfrequenzen. Aus diesem Gemisch filtert der erste Zf-Kreis die gewünschte Differenzfrequenz heraus.



Links: Bild 28.9. Grundschema der multiplikativen Mischung mit Hexode

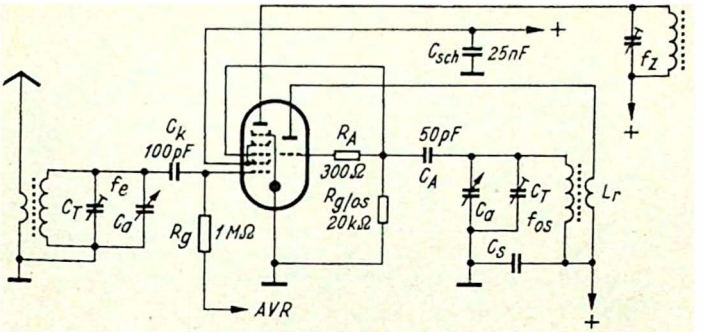
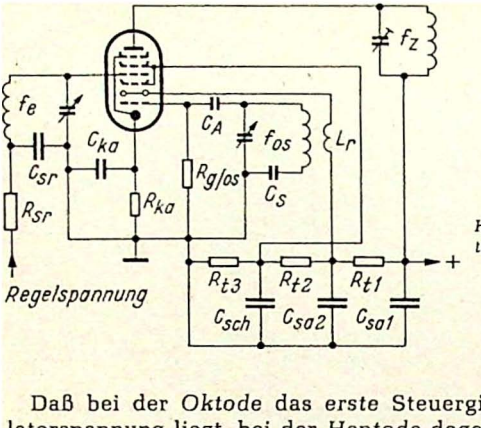


Bild 28.10. Vollständige Mischschaltung mit Triode-Heptode für einen Wellenbereich

Bei solchen Mischröhren kann man für die Empfangsfrequenz ein Regelgitter nach Bild 22.9 vorsehen, so daß eine automatische Verstärkungsregelung am Eingang möglich wird. Neuerdings verwendet man statt Hexoden lieber Heptoden, doch ändert das in der Wirkung nichts. Die Oszillatorfrequenz muß allerdings immer gesondert erzeugt werden. Um eine zweite Röhre dafür einzusparen, schuf man die Triode-Heptode, bei der beide Systeme in einen Kolben eingebaut sind und Katode und Heizfaden gemeinsam haben (ECH-Typen). **Bild 28.10** zeigt solch eine Mischschaltung mit *Triode-Heptode* für Mittelwelle, aus der das Prinzip zu erkennen ist. Die in der Triode erzeugte Schwingung wird zwischen R_A und C_A abgegriffen und direkt dem Gitter g 3 der Heptode zugeleitet. An g 1 gelangt über C_k die von der Antenne aufgenommene Empfangsfrequenz. Gleichzeitig wird diesem Gitter über R_g die in der Demodulationsstufe gewonnene Regelspannung zugeführt (AVR).

Nur noch am Rande erwähnt seien die früher auch verwendeten *Oktoden* nach **Bild 28.11,** bei denen gleichsam Oszillatortriode und Mischpentode übereinandergebaut sind. Dabei dienten als Oszillatoranode nur zwei Stäbchen, die das nötige Feld für die Elektronen erzeugten. Der durch f_{os} gesteuerte Anodenstrom sollte ja im folgenden System durch f_e abermals gesteuert werden. Deshalb mußte die Anode die Elektronen wie ein Gitter hindurchfliegen lassen. Das zweite Steuergitter war dann mit ungleichmäßiger Steigung gewikkelt und diente gleichzeitig zur Verstärkungsregelung (AVR).



Rechts: Bild 28.11. Historische multiplikative Mischschaltung mit Oktode

Daß bei der *Oktode* das *erste* Steuergitter an der Oszillatorspannung liegt, bei der *Heptode* dagegen das *dritte*, hat auf den Mischvorgang kaum Einfluß. Man wählte bei der Röhrenkonstruktion die jeweils günstige Reihenfolge. Stets ergaben sich aber bei der *Regelung der Mischröhre* durch die Änderung der Raumladung kleine Änderungen der Gitter-Katoden-Kapazität, die auf den Oszillatorkreis zurückwirkten und dadurch zu *Frequenzverwerfungen* führten. Solche Frequenzabweichungen können aber unangenehm werden, besonders bei Kurzwellen, wie bei der Eco-Schaltung (27. Stunde) bereits erörtert wurde. Solche Verschiebungen im Rhythmus der Fadings traten bei Oktoden in sehr viel stärkerem Maße auf. Daher fand man in der Praxis schließlich nur noch die Triode-Heptode, nachdem die Anwendung von Röhren ohnehin immer mehr zurückging.

3 Vergleich der beiden Mischverfahren

Beiden Verfahren, additiv und multiplikativ, ist gemeinsam, daß die *niederfrequente Modulation* der Empfangsfrequenz erhalten bleibt und auf die Zwischenfrequenz übergeht, ob es sich nun um Amplituden-, Frequenz- oder Phasenmodulation handelt.

Soweit die drei *klassischen Wellenbereiche LW, MW und KW* empfangen werden sollten, benutzte man durchweg die multiplikative Mischung, weil sie unbestreitbare Vorzüge aufweist: 1. die nur bei ihr gegebene Möglichkeit der *automatischen Verstärkungsregelung (AVR)*, und 2. die einwandfreie

Abschirmung der Antenne gegen die Oszillatorfrequenz ohne Vorstufe oder Brückenschaltung.

Als dann mit dem *UKW-Bereich* höhere Frequenzen zu empfangen waren, wurden ganz andere Gesichtspunkte maßgebend (auch als man noch völlig auf Röhren angewiesen war), und zwar hauptsächlich: 1. das zu starke *Röhrenrauschen*, das durch die Schirmgitter und mit ihrer Zahl wächst, 2. die zu *geringe Mischsteilheit* bei Triode-Heptoden. Diese fiel bei $f_z = 460$ kHz infolge der dort gegebenen guten Verstärkungsmöglichkeiten nicht ins Gewicht, bei 10 MHz aber erforderte sie mehr Verstärkerstufen, die das Rauschen weiter anwachsen ließen. Deshalb verwendet man im UKW-Bereich die additive Mischung mit Trioden.

Über das Rauschen soll in der 31. Stunde gesprochen werden. Hier sei noch der Begriff der *Mischsteilheit* kurz erklärt. Er leitet sich von der *Steilheit S* her (21. Stunde). Als *Mischsteilheit* S_c bezeichnet man das Verhältnis der *Zf*-Amplitude

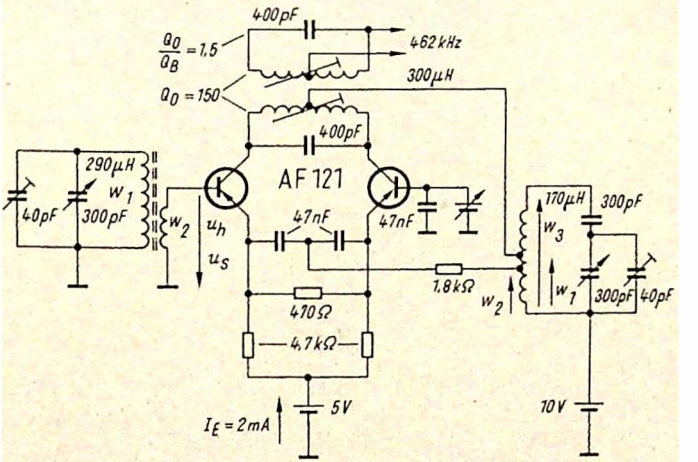


Bild 28.12. Multiplikative Mischschaltung für zwei Transistoren

im Anodenkreis der Mischstufe zur *Hf*-Amplitude am Steuergitter der Mischröhre (Dimension: mA/V). Während man mit einer modernen Triode-Heptode nur eine Mischsteilheit von nicht ganz 0,8 mA/V erzielen kann, ermöglichen die neuen steilen *Hf-Trioden* Mischsteilheiten von 2,7 mA/V, also das

3,5fache. Die ursprünglich verwendeten Hf-Pentoden (siehe Bild 28.6) wiesen geringere Mischsteilheit und stärkeres Rauschen auf, dazu noch einen kleineren Eingangswiderstand. Sie bildeten nur einen Übergang zu den neuen steilen Trioden.

Auf *Transistoren* läßt sich das Gesagte nicht durchweg anwenden, denn etwas den Hexoden Vergleichbares gibt es bei ihnen noch nicht. In der Praxis wird auch wohl nur die additive Mischung in ähnlicher Art, wie Bild 28.8 das zeigt, angewandt. Daß aber auch *multiplikative Mischung mit Transistoren* der handelsüblichen Bauart möglich ist, zeigt **Bild 28.12,** man braucht allerdings zwei Transistoren.

Prüfungsfragen zur 28. Stunde

28a: Mittels welcher Verfahren kann die im Super benötigte Zwischenfrequenz erzeugt werden?

28b: Was muß bei der Mischung stets beteiligt sein, damit man die Differenzfrequenz erhält?

28c: Worin liegt der Hauptunterschied der üblichen Mischverfahren?

28d: Welchen Vorteil hat man bei der multiplikativen Mischung?

28e: Warum wird im UKW-Bereich nur eines der Mischverfahren verwendet und welches?

29. STUNDE

Umschaltungen

Eine Umschaltung ist erforderlich, sobald ein Gerät mehr als einen Wellenbereich empfangen oder mehr als einem Zweck dienen soll. Hauptsächlich kommen in Frage:

1. Die Einschaltung des jeweils gewünschten Wellenbereichs im Empfangsteil und beim Demodulator.
2. Die Umschaltung der Betriebsspannung beim Übergang von den klassischen (= althergebrachten) Wellenbereichen auf UKW und umgekehrt.
3. Die Umschaltung auf Schallplatten- oder Tonbandwiedergabe.

4. Die Umschaltung auf verschiedene Klangfarben.
5. Die Umschaltung auf Mono- oder Stereowiedergabe.

In unseren Schaltbildern werden wir die altgewohnte und genormte Darstellung der Schalter nach **Bild 29.1** verwenden, denn sie ermöglicht die beste Übersicht über die zustandekommenden Verbindungen. Dabei geben die in Klammern danebengesetzten Buchstaben an, bei welchen Wellenbereichen bzw. Funktionen der Schalter *geschlossen* ist.

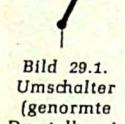


Bild 29.1. Umschalter (genormte Darstellung). Volle Punkte = nicht lösbare Verbindung (z. B. Lötung), hohle Punkte = lösbare Verbindung

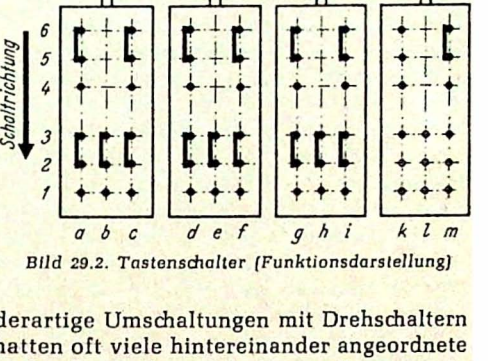


Bild 29.2. Tastenschalter (Funktionsdarstellung)

Früher wurden derartige Umschaltungen mit Drehschaltern ausgeführt. Diese hatten oft viele hintereinander angeordnete Schaltebenen und auf jeden Fall so viele Raststellungen, wie Schaltstellungen gewünscht wurden. Neuerdings werden Umschaltungen fast durchweg mit Drucktasten vorgenommen, und in Industrieschaltbildern findet man dafür meist Darstellungen ähnlich **Bild 29.2.** Sie haben den Vorteil, daß ohne weiteres ersichtlich ist, wie die in der Schaltung angegebenen Schaltpunkte an die Kontakte angeschlossen sind. Die Übersicht über die Wirkungsweise der Schaltung dürfte allerdings bei der alten Darstellungsart besser sein.

Daß es ohne Umschaltung nicht geht, wenn man mehrere Wellenbereiche wünscht, sahen wir in der 27. Stunde. Die Mittelwelle allein (mit der größten Frequenzvariation) kann gerade noch mit einem Drehkondensator überstrichen werden. Bei Kurzwellen alle Bänder in einem Bereich zu erfassen ist durchführbar, aber nicht empfehlenswert, weil die Sender dann zu dicht beieinander liegen und zu schwer einzustellen sind. Umgekehrt ist bei Langwellen die Variation kleiner.

Es gab tatsächlich einmal einen sogenannten „Einbereichsuper". Er arbeitete mit einer hohen Zwischenfrequenz bei 1,6 MHz und brachte mit nur einem Abstimmkreis am Oszillator Mittel- und Langwelle in einem Bereich; er hatte aber viele Nachteile.

Dies alles gilt für die *Kapazitätsabstimmung*. Zur induktiven Abstimmung wird durch Einführen oder Herausziehen des Hf-Eisen- oder Ferritkernes der Schwingkreisspule deren Induktivität verändert; manchmal ist damit das Einführen von Aluminiumkernen kombiniert, was eine Dämpfung bewirkt und damit die Induktivität herabsetzt. Auf diese Art sind meist nur kleinere Variationen zu erzielen, aber die Umschaltung auf andere Bereiche kann z. B. durch Zu- oder Abschalten von Festkondensatoren erfolgen. Diese *Permeabilitätsabstimmung*[1]) wurde aber seltener angewandt. Jetzt setzt sich schon die *elektronische Abstimmung* (siehe gegen Schluß der 30. Stunde) mehr und mehr durch.

Wir betrachten deshalb hier nur die Verhältnisse bei der üblichen *Kapazitätsabstimmung*. Bei ihr wird für alle Wellenbereiche (außer UKW!) derselbe Drehkondensator benutzt, zu dem meist verschiedene Fest- und Trimmerkondensatoren parallel- und zum Teil auch in Reihe geschaltet werden, wie schon besprochen. Er wird aber für jeden Wellenbereich mit anderen Induktivitäten (Spulen) zusammengeschaltet, wofür es verschiedene Verfahren gibt.

Bild 29.3 zeigt die *Reihenschaltung* von drei Spulen mit je einem zugehörigen Trimmer, mit dem der Empfänger auf Gleichlauf abgeglichen wird. Sind die Schalter S_1 und S_2 geschlossen, so ist nur L_3 wirksam und ergibt zusammen mit dem Drehkondensator C_a Resonanz im Kurzwellenbereich. Wird S_2 geöffnet, so sind $L_3 + L_2$ für die Mittelwelle eingeschaltet. Wenn auch S_1 geöffnet ist, ergeben $L_3 + L_2 + L_1$ den Langwellenbereich. Die Induktivitäten hintereinandergeschalteter Spulen addieren sich (wie in Reihe liegende Widerstände), sofern sie nicht miteinander gekoppelt sind. Sonst würde eine Gegeninduktivität auftreten, die je nach Kopplungssinn die Gesamtinduktivität erhöht oder herabsetzt[2]).

Man kann aber auch eine *Parallelschaltung* von Spulen vornehmen. Sofern sie nicht miteinander verkoppelt sind, er-

---

[1]) Siehe Leucht, Die elektrischen Grundlagen der Radiotechnik, Abschnitt 12.3).

[2]) Siehe H. Sutaner: Das Spulenbuch, Abschnitt D 5 (RPB 80/80b).

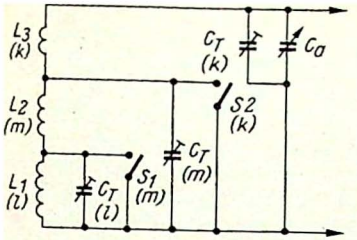


Bild 29.3. Bereichsumschaltung bei in Reihe geschalteten Spulen

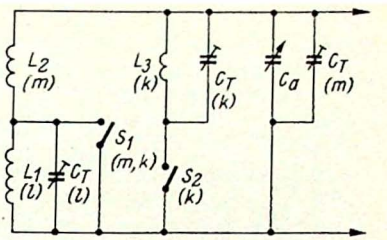


Bild 29.4. Bereichsumschaltung bei gemischter Reihen- und Parallelschaltung

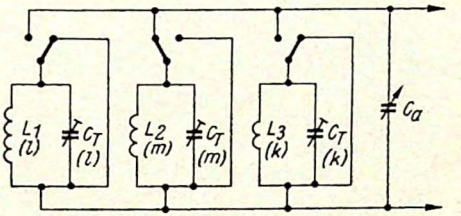


Bild 29.5. Bereichsumschaltung bei getrennten Spulen für jeden Bereich

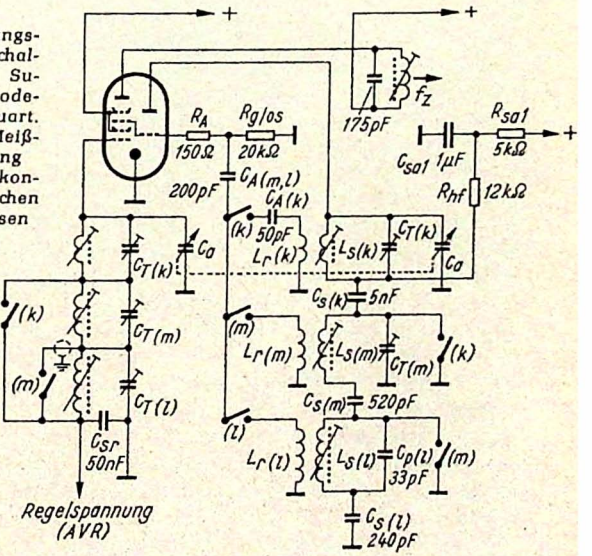


Bild 29.6. Eingangskreise in Serienschaltung bei einem Superhet mit Triode-Hexode alter Bauart. Oszillator mit Meißner-Rückkopplung und mit Serienkondensatoren zwischen den Schwingkreisen

rechnet sich die *Gesamtinduktivität* wieder nach der gleichen Formel wie für parallelgeschaltete Widerstände. Sie wird also *kleiner als die kleinste* der beteiligten Induktivitäten. Auch die Verlustwiderstände werden in ähnlicher Weise herabgesetzt. Trotzdem wird dieses Verfahren seltener angewandt.

Bild 29.4 zeigt ein Beispiel für gemischte Reihen- und Parallelschaltung. Wenn beide Schalter offen sind, ergeben $L_1 + L_2$ in der besprochenen Art den LW-Bereich, während L_3 unwirksam ist. Wird S_1 geschlossen, so ist nur noch L_2 für den MW-Bereich wirksam. Wird dazu noch S_2 geschlossen, so legt sich L_3 parallel zu L_2, und beide zusammen ergeben die KW-Induktivität.

Schließlich findet man auch öfter Anordnungen nach **Bild 29.5.** Für jeden Bereich ist eine besondere Spule vorhanden. Die nicht benutzten werden hier zumeist kurzgeschlossen, um störendes Mitschwingen, das dem Schwingkreis Energie entziehen würde, zu verhindern. Natürlich unterbindet man daneben eine Verkopplung untereinander.

Bild 29.6 zeigt das Gesamtschaltbild einer *Mischstufe* mit Kreisen in Serienschaltung nach Bild 29.3 und in Zusammenschaltung mit einer Triode-Hexode alter Bauart (Verbindung vom Triodengitter mit dem 2. Steuergitter der Hexode (g 3) *innerhalb* der Röhre). Die Abstimmkreise liegen in Reihenschaltung an der Anode der Triode bzw. am Gitter g 1 der Hexode. Bei Langwelle sind alle Spulen in Betrieb, bei Mittelwelle werden die LW-Spulen und bei Kurzwelle dazu noch die MW-Spulen kurzgeschlossen. Damit kommen im Oszillatorteil gleichzeitig die vorgesehenen Verkürzungskondensatoren (Paddings, im Schaltbild mit C_s und dem jeweiligen Wellenbereich bezeichnet) zur Wirkung, soweit sie benötigt werden. Die Rückkopplung des Oszillators erfolgt induktiv jeweils durch die Rückkopplungsspule L_r für den betreffenden Bereich. Die Abstimmung geschieht, wie immer, durch einen Doppel-Drehkondensator (im Bild durch eine gestrichelte Verbindungslinie angedeutet).

Bild 29.7 zeigt Anordnungen ähnlich Bild 29.4, nur ohne Parallelschaltung von Spulen. Für Kurzwelle ist jeweils ein gesonderter Kreis vorgesehen, MW- und LW-Kreise liegen in Reihe, und der LW-Kreis wird für den MW-Bereich kurzgeschlossen. Die hier verwendete Röhre ist eine moderne Triode-Heptode, bei der alle Steuergitter gesondert heraus-

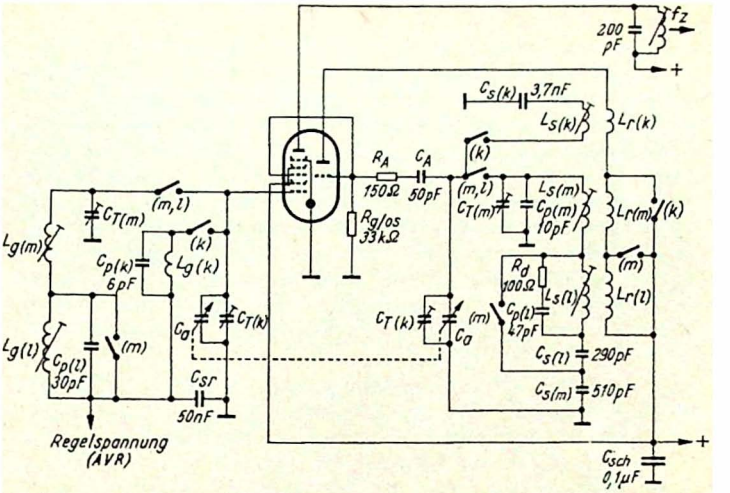


Bild 29.7. Eingangs- und Oszillatorkreise mit gesondertem Kurzwellenkreis an einer Triode-Heptode neuerer Bauart

Bild 29.8. Neuere Eingangsschaltung für Betrieb mit Außenantenne oder mit der eingebauten Ferritantenne

geführt sind (dadurch könnten die beiden Systeme auch getrennt für andere Zwecke ausgenutzt werden). Die Einspeisung der Oszillator-Anodenspannung erfolgt hier am Fußpunkt der Rückkopplungsspulen, da die Schwingkreise am Gitter liegen. Bei der Schaltung in Bild 29.6 wurde am Fußpunkt („kalten Ende") der KW-Schwingspule eingespeist, die daher nicht bedämpft wird (bei KW wirken C_A und R_A). Für Mittel- und Langwelle liegt der Widerstand R_{hf} (für Wechselstrom) parallel zum MW- und zum LW-Schwingkreis, bedämpft sie daher und verhindert so ein zu hohes Anwachsen der Schwingamplitude. Wir sagten schon früher, daß er auch einen Kurzschluß der Hochfrequenz durch $C_{sa\,1}$ verhindert, daher die Bezeichnung R_{hf}.

Bild 29.8 bringt eine neuere Schaltung mit einer in die Eingangskreise für MW und LW einbezogenen Ferritantenne. Diese pflegt man jetzt fast überall einzubauen, da sie bei Fehlen einer besseren Antenne immer noch verhältnismäßig guten Empfang ermöglicht. Die Schaltung der Eingangskreise ist dadurch etwas verwickelter, entspricht im Grunde aber dem Beispiel in Bild 29.6, nur daß hier noch die Antennenspulen mit eingezeichnet sind, die bei Bereichsumschaltung nach Bedarf kurzgeschlossen werden. Besonders bemerkenswert ist der am Antennenfußpunkt angebrachte *Zf-Leitkreis*. Er ist eine Serienschaltung aus C_{lk} und L_{lk} und wird genau auf die Zwischenfrequenz abgestimmt. Da er für seine Resonanzfrequenz einen Kurzschluß darstellt, leitet er alle Schwingungen mit dieser Frequenz am Gerät vorbei und verhindert, daß sie den Empfang stören.

Beim Oszillator ist interessant, daß je eine KW- und MW-Rückkopplungsspule vorgesehen ist, die bei Nichtgebrauch kurzgeschlossen wird, ebenso wie die zugehörigen Schwingkreise. Der LW-Schwingkreis besitzt hingegen keine Rückkopplungsspule, sondern schwingt in kapazitiver Dreipunktschaltung ähnlich Bild 27.6.

Bild 29.9 zeigt die Eingangsschaltung eines Transistor-Reiseempfängers, bei dem kein Anschluß für eine Hilfsantenne vorgesehen ist, der also nur mit der eingebauten Ferritantenne empfängt. Auf ihr sind MW- und LW-Kreisspulen angebracht, und diese werden umgeschaltet, dagegen nicht die Koppelspulen zur Basis des ersten Transistors. Im Oszillatorschwingkreis gibt es hier keinen Serienkondensator. Dies zeigt, daß der Doppeldrehkondensator zwei genau

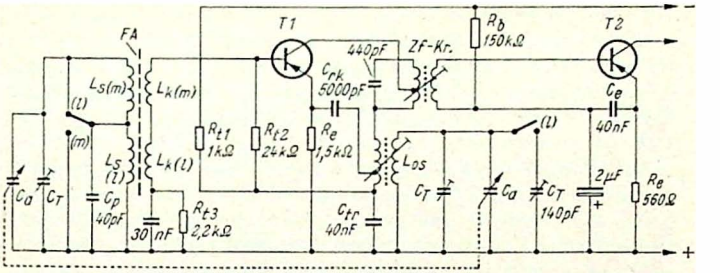


Bild 29.9. Eingangskreise und erste Zf-Stufe eines tragbaren Empfängers für ausschließlichen Empfang mittels Ferritantenne

aufeinander abgestimmte Plattensätze *verschiedener Kapazität* besitzt. Bei Mittelwelle ergibt sich dadurch genauer Parallellauf und in jeder Stellung die genaue Zwischenfrequenz von 460 kHz. Für Langwelle wird dem Oszillatorkreis nur ein Trimmer mit 140 pF parallelgeschaltet, mit dem dann bei einem vorgeschriebenen Punkt Gleichlauf hergestellt wird. Der Punkt ist so gewählt, daß sich zwei Gleichlaufpunkte ergeben (siehe 27. Stunde). In solchen Eingangsschaltungen verwendet man neuerdings *FET*-Transistoren, weil ihre Eigenschaften hier wesentlich günstiger sind.

Eine ganz andere Umschaltung ergibt sich, sobald auch ein *UKW-Bereich* vorhanden ist. Wegen der völlig anderen Bedingungen bei so hohen Frequenzen ist es bei Röhren- und Transistorgeräten üblich geworden, dem ganzen Gerät einen sog. *UKW-Baustein* mit (meist) zwei Röhren oder Transistoren vorzuschalten, in dem der Empfang und die Mischung der Ultrakurzwellen erfolgen. Da in diesem Bereich die Verstärkung der einzelnen Stufen geringer ist, wird dann meist die Eingangsstufe der klassischen Bereiche umgeschaltet und als zusätzliche erste Zf-Verstärkerstufe für UKW benutzt. Auch hinter dieser Stufe wird mindestens noch einmal auf den vorgesehenen UKW-Zf-Kanal umgeschaltet. Innerhalb des Zf-

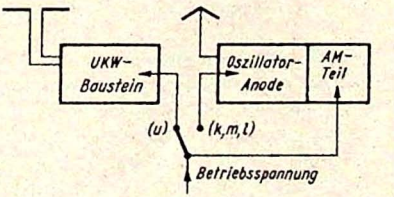


Bild 29.10. Umschaltung der Betriebsspannung zwischen dem UKW-Bereich und den klassischen Wellenbereichen

Teils ist an sich keine Umschaltung erforderlich und wird auch fast nie vorgenommen. Man arbeitet ja mit zwei sehr verschiedenen Zwischenfrequenzen und kann daher die Zf-Kreise einfach hintereinanderschalten. Die beiden Frequenzen liegen so weit auseinander, daß sie sich gegenseitig nicht stören.

Der genannte *UKW-Baustein* kann aber für die anderen Bereiche nicht mitbenutzt werden, und von ihm schaltet man daher bei Empfang der anderen Bereiche die Betriebsspannung ab. Bei Transistorgeräten geschieht dies, um Batteriestrom zu sparen und Erwärmung der Transistoren zu vermeiden, bei Röhrengeräten, um die Katoden nicht unnütz abzunutzen. Bei Röhrenempfängern pflegt man außerdem während des UKW-Empfangs die Anodenspannung von der Oszillatortriode der Mischheptode abzuschalten, damit sich dort nicht Störschwingungen ausbilden können. **Bild 29.10** zeigt das schematisch. Außerdem hat man aber immer je einen besonderen Demodulator hinter dem Zf-Teil. Hier wird wieder der darauffolgende Nf-Teil an den jeweils benutzten Demodulator an- und vom anderen abgeschaltet **(Bild 29.11).**

Der für alle Bereiche gemeinsame Nf-Teil, der ja einen *vollständigen Verstärker* darstellt, soll bei vielen Geräten auch gleichzeitig für die Schallplatten- und Tonbandwieder-

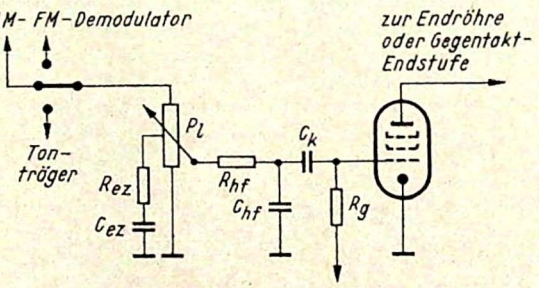


Bild 29.11. Umschalter am Nf-Verstärkereingang eines AM-FM-Empfängers

gabe benutzt werden. Dazu wird, meist mit einer besonderen Taste, der mit dem Lautstärkeeinsteller P_l versehene Nf-Eingang auf die dafür angebrachten Anschlußbuchsen *TA* und *TB* umgeschaltet (Bild 29.11). Sie liegen meist parallel an den gleichen Schaltkontakten, da ja niemals beide Tonträger zugleich benutzt werden, sonst müßte man zumindest ein Misch-

pult dazwischenschalten[1]). Die Umschaltung auf Tonträger erfolgt auf vielerlei Art: Man hat getrennte Tasten für Tonband und Tonabnehmer oder eine gemeinsame; manchmal werden auch zwei Bereichstasten zugleich gedrückt (z. B. MW + LW) und bewirken dadurch die Umschaltung. Schließlich gibt es Schaltbuchsen und fest angeschlossene Buchsen. Hier geben die Schaltbilder Auskunft. Eine ganz einfache Art der Anschaltung zeigt übrigens Bild 25.4 (am Steuergitter des Audions).

Darüber hinaus wünscht man, wenn hohe Ansprüche gestellt werden, eine *räumliche Schallwiedergabe*. Unsere beiden Ohren nehmen bekanntlich etwas voneinander abweichende Schalleindrücke auf, und das gestattet uns, ziemlich genau die Richtung festzustellen, aus der die einzelnen Schallschwingungen kommen. Bei größeren Schallquellen, z. B. Orchestern, ergibt sich daraus in unserem Hörzentrum ein räumliches „Schallbild", wie man es nennen kann. Wir können mit geschlossenen Augen angeben, wo die Klarinetten, Geigen usw. im Orchester sitzen. Bei der üblichen Wiedergabe durch *einen* Lautsprecher können wir das nicht, der Eindruck kommt vielmehr dem sehr nahe, den wir mit nur einem Ohr hätten; man sagt auch, man höre wie durch ein „Loch in der Wand". Dies ist einer der Gründe, weshalb die Wiedergabe durch ein normales Rundfunkgerät niemals ganz natürlich klingt. Man stellte fest, daß man für die räumliche Wiedergabe genauso, wie unsere Ohren das tun, zwei getrennte Schallbilder aufnehmen, diese beiden getrennt verstärken und dann durch getrennte Lautsprecher wiedergeben muß, die in zweckentsprechendem Abstand rechts und links vor dem Hörer aufgestellt werden.

Die erste Verwirklichung der *Stereofonie* (= räumlich wirkende Klangübertragung) für die Praxis erfolgte mit *Stereo-Schallplatten*, und die Schallplattenindustrie hat hier bedeutende Pionierarbeit geleistet. Weitgehende Vorarbeit für die Stereowiedergabe war allerdings schon früher beim Berliner Rundfunk geleistet worden.

Die Stereo-Schallplatten enthalten eine *Rechts-* und eine *Links-Information* (entsprechend unserem *Signal* beim Rundfunk), die über zwei gesonderte Mikrofone für Rechts und Links aufgenommen, zuerst zweikanalig auf Band aufgezeich-

[1]) Siehe z. B. RPB 7/8, F. Kühne: Niederfrequenzverstärker mit Röhren und Transistoren, sowie RPB 28, F. Kühne: Meß- und Schaltungspraxis für Heimton und Studio.

net und dann über je einen Kanalverstärker dem Schneidstichel zugeführt werden. Auf ihn wirken die verstärkten Informationen so ein, daß er gleichzeitig das rechte und das linke Schallereignis in solcher Art als Rillendeformation (= Verformung) in eine Lackfolie eingräbt, daß ein geeigneter *Tonabnehmer* beide Informationen (eigentlich = Belehrung, hier = Nachricht, Signal) wieder *getrennt* in elektrische Impulse umsetzen kann. Natürlich geschieht das nicht von der Lackfolie, die ein kostbares Original (= Urstück, Vorlage) darstellt, sondern von Vervielfältigungen aus Kunststoff, die die Schallplattenindustrie herstellt. Diese enthalten aber alle Feinheiten der Aufnahmeplatte. Die *Rechts-* und die *Links-information* werden dann je einem Verstärkerkanal und mindestens je einem Lautsprecher zugeführt, wie **Bild 29.12** das zeigt. Während man also für das früher allein und heute noch meist übliche *monofone* oder *monaurale* (= einohrige) Hören nur einen Verstärkerkanal benötigt, sind für *stereofones* Hören stets zwei Verstärker mit möglichst genau übereinstimmenden Eigenschaften und gemeinsam zu betätigenden Lautstärke-Potentiometern und Klang-Einstellgliedern erforderlich.

Das in Bild 29.12 mit *Balance* (= Gleichgewicht, Ausgleich) bezeichnete Potentiometer dient dazu, die beiden Verstärker so „auszubalancieren", daß mit den vorhandenen Lautsprechern und ihrer räumlichen Anordnung ein möglichst harmonisches (= ausgewogenes) und naturgetreues Klangbild erzielt wird.

Bei *Tonbändern* ist die Lösung des Problems viel einfacher. Man muß die beiden Informationen nicht in einer einzigen Spur unterbringen, sondern kann für jede eine besondere Spur benutzen. Man kann mit Doppelmagnetkopf aufsprechen und abhören und hat auch hier einen Zwangs-Synchronlauf (= Gleichlauf). Manche Tonbandgeräte besitzen sogar vier getrennte Spuren.

Wichtig ist, daß man bei *einkanaliger* Wiedergabe nicht ein Rechts- oder ein Linkssignal allein abspielen darf, sondern immer beide Signale zusammengeben muß, weil sonst eine sehr „einseitige" Musik entsteht.

Der im Bild mit *Mono* bezeichnete Schalter erlaubt es, die beiden Verstärker parallelzuschalten, sobald nur ein monofones Signal zu verarbeiten ist. (Ausführliche Darstellung aller „Stereo-Probleme" in RPB 97/98, Kühne/Tetzner: Kleines Stereo-Praktikum.)

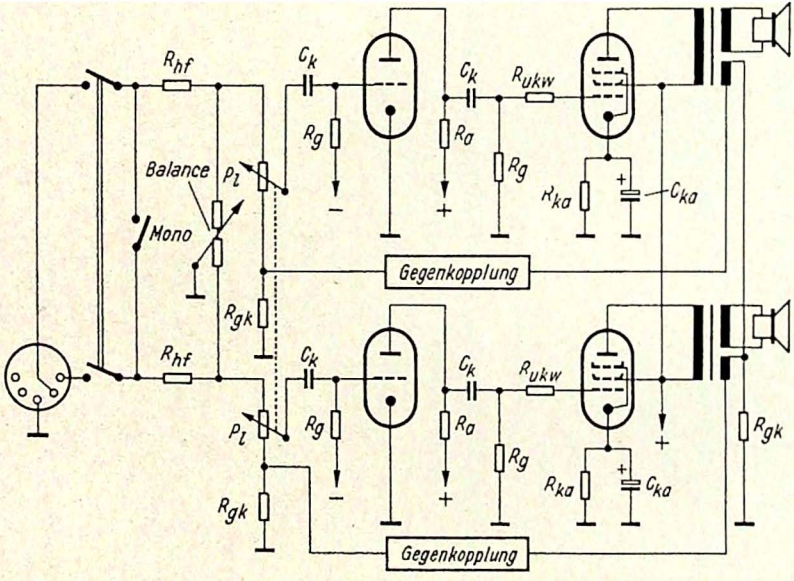


Bild 29.12. Schema eines Zweikanal-Verstärkers für stereofone Wiedergabe

Prüfungsfragen zur 29. Stunde

29a: Auf welche verschiedenen Arten kann man Spulen zusammenschalten? Wie errechnet sich dabei jeweils die Gesamtinduktivität?

29b: Worauf muß bei Vorhandensein mehrerer Spulen geachtet werden, um Energieverlust zu verhindern?

29c: Wie erfolgt meist die Umschaltung von UKW-Empfang auf die klassischen Wellenbereiche?

29d: Aus welchen Gründen wünscht man eine stereofone Wiedergabe von Schallereignissen, vornehmlich von Musik?

29e: Wie muß der Nf-Verstärker aufgebaut sein, damit stereofone Wiedergabe möglich ist?

30. STUNDE

Einstellungen, Regelungen, elektronische Abstimmung und Sendersuchlauf

Nach der neuen Norm DIN 19 226 bezeichnet man als *Regelung* die *Einstellung* einer Regelgröße in Abhängigkeit vom Ergebnis (Beispiel: Regelung der Lautstärke nach Wunsch). Bei *Handregelung* wird das *Stellglied* von Hand oder z. B. durch einen Servo-(= Hilfs-)Motor verstellt, bis die *Sollgröße* erreicht ist. Das Stellglied heißt in unserem Beispiel daher *Lautstärkeeinsteller* (nicht -regler, wie es früher üblich war). Bei uns ist er meist mit P_1 (Lautstärkepotentiometer) bezeichnet, bleibt aber damit ein Einsteller. Dasselbe gilt für eine stetig einstellbare Klangblende. Die für uns wichtigsten Regelungen sind aber die *selbsttätigen Regelungen*, von denen die häufigste die *automatische Verstärkungsregelung (AVR)* ist, ohne die fast nur noch einige wenige Taschengeräte denkbar sind. Vom Ausgang des Hf-Teils wird eine Spannung zum Eingang zurückgeführt, und sie beeinflußt die Verstärkung so, daß die *Soll-Lautstärke* nach Möglichkeit eingehalten wird; die Verstärkung paßt sich also selbsttätig an jede Änderung des eintreffenden Signals an.

Die Soll-Lautstärke stellte man früher am Geräteeingang ein, und es gab dafür eine Reihe von Schaltungen. Weil diese Mängel aufwiesen, wurde später am Eingang eine Regelröhre

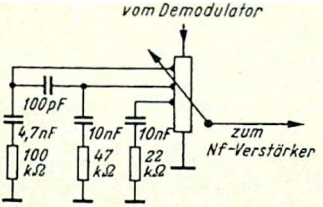


Bild 30.1. Lautstärkeeinsteller mit mehreren Entzerrungsgliedern für gehörrichtige Lautstärkeeinstellung

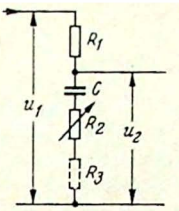


Bild 30.2. Schema einer einfachen Klangblende (frequenzabhängiger Spannungsteiler)

(Bild 22.9) benutzt, deren Verstärkung man von Hand einstellte. Neuerdings dienen solche Röhren nur noch zur automatischen Verstärkungsregelung. Seit diese und der Superhet sich durchgesetzt haben, befindet sich der Lautstärkeeinsteller zwischen Demodulator und Nf-Teil, wie es z. B. Bild 29.11 zeigte.

Derartige Lautstärkepotentiometer haben eine logarithmische Kennlinie[1]), weil auch die Empfindlichkeit unseres Ohres logarithmisch verläuft. Da zudem unser Ohr für verschiedene Tonhöhen unterschiedliche Empfindlichkeit besitzt, wird fast stets ein *Entzerrungsglied*, bestehend aus C_{ez} und R_{ez}, vorgesehen. Damit erreicht man, daß das Klangbild auch bei kleinerer Lautstärke als etwa dem Original entsprechend empfunden wird. Man nennt das *gehörrichtige Lautstärkeeinstellung* (auch „physiologische [≈ naturbedingte] Einstellkurve")[2]). Bei besonders hohen Ansprüchen werden mehrere solche Entzerrungsglieder angebracht. **Bild 30.1** zeigt einen Einsteller aus einem Hi-Fi-Verstärker mit drei Entzerrungsgliedern (Hi-Fi, sprich heifei; es ist eine Abkürzung von „High fidelity", sprich hei fidéliti, und heißt „hohe Naturtreue"). Bei *Stereo-Doppelpotentiometern* (wie in Bild 29.12) würde man mit mehreren Gliedern an jedem Potentiometer eine viel bessere Angleichung der Kurven erreichen können als mittels der Widerstandsbahnen allein.

Eine weitere Einstellvorrichtung ist die *Klangblende*, auch „Tonblende" genannt, deren einfachste Ausführung es ge-

[1]) Siehe Leucht, Die elektrischen Grundlagen, RPB 81/83, Abschnitte 4.2.2 und IV C.

[2]) Siehe Büscher, Kleines ABC der Elektroakustik; RPB 29/30.

stattet, von dem Frequenzband, das ursprünglich alle aufgenommenen Frequenzen enthält, die hohen und weiter die mittleren Frequenzen mehr und mehr zu schwächen. Dadurch wird der Klang dunkler, die tiefen Töne treten mehr und mehr hervor. Da man früher diese Tonblende gegen die hauptsächlich als Rauschen und Zwitschern (hohe Frequenzen) auftretenden Störungen anzuwenden pflegte, ergab sich der berüchtigte „Kellerton". Die ursprüngliche Anordnung zeigt **Bild 30.2.** Es handelt sich um einen Tiefpaß nach Schema A in Bild 24.1, bei dem zum C-Glied ein einstellbarer Widerstand R_2 in Reihe geschaltet ist, der es gestattet, u_2 nach Belieben zu verkleinern. Macht man R_2 sehr klein, so werden (abhängig von der Kapazität von C) alle hohen und ein großer Teil der mittleren Frequenzen durch C kurzgeschlossen. Durch Anbringung des gestrichelt gezeichneten Widerstandes R_3 kann man dies auf einen gewünschten Wert begrenzen. R_1 ist übrigens vielfach nicht als separates Bauelement vorhanden und wird dann durch den Innenwiderstand der davor liegenden Stufe gebildet. Eine hochwertigere Schaltung zeigt **Bild 30.3.** Je nachdem ob man das Klangpotentiometer zur Drossel oder zum Kondensator hin verstellt, werden die tiefen oder die hohen Frequenzen mehr geschwächt, und jeder beliebige Zwischenwert ist möglich.

Nachdem durch UKW und Hi-Fi-Wiedergabe von Platten und Bändern die Verstärkertechnik einen steten Aufschwung genommen hat, sind anstelle der bescheidenen Klangblende komplizierte Netzwerke zur Klangbeeinflussung entwickelt worden, die nach Belieben Höhen oder Tiefen oder beides abzusenken gestatten. Große Rundfunkgeräte haben meist besondere *Klangtasten* für Sprache und Musik oder gar für Solo, Jazz, Orchester usw. und dazu noch Höhen- und Baß-Register (eigentlich = Verzeichnis, bei der Orgel „Klangfarbenzug").

Zu den *Regelungen* gehören u. a. die in Bild 29.12 schon angedeuteten *Gegenkopplungen* (dort vom Lautsprecher zurück zum Lautstärkeeinsteller). Im Grunde ist die Gegenkopplung fast das gleiche wie die bei Bild 18.3[1]) besprochene Neutralisation, nur hier auf die Niederfrequenz angewandt mit dem Zweck, bestimmte Frequenzen in einem gewünschten Maß zu schwächen, also eine *negative Rückkopplung*. Natür-

[1]) Siehe 18. Stunde.

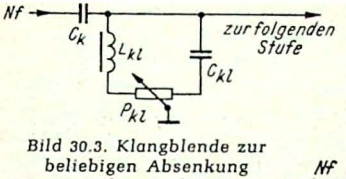
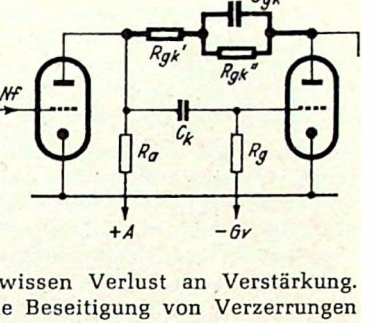


Bild 30.3. Klangblende zur beliebigen Absenkung von Höhen und Tiefen



Rechts: Bild 30.4. Beispiel einer frequenzabhängigen Spannungs-Gegenkopplung über eine Stufe

lich bedeutet sie einen gewissen Verlust an Verstärkung. Man erreicht damit aber die Beseitigung von Verzerrungen und eine *Begradigung des Frequenzganges* im Nf-Verstärker. Wenn man in den Gegenkopplungskanal *frequenzabhängige Glieder* einbaut, durch die man ganz bestimmte Frequenzbereiche bevorzugt gegenkoppelt, erzielt man auch hier eine Wirkung, die einer Klangblende ähneln kann. Das gilt besonders, wenn man *Stellglieder* einbaut.

Bild 30.4 zeigt als Beispiel eine feste, aber frequenzabhängige Gegenkopplung innerhalb einer Verstärkerstufe. Man kann aber auch über zwei oder drei Stufen gegenkoppeln. In Bild 29.12 war das für zwei Stufen angedeutet. Anstelle der mit „Gegenkopplung" bezeichneten Kästchen muß man sich ähnliche, oft noch kompliziertere Netzwerke denken, wie in Bild 30.4 stark gezeichnet.

Es gibt erstens die *Spannungs-Gegenkopplung*, bei der die Gegenkopplungs*spannung* der Ausgangs*spannung* proportional ist (wie im Beispiel 30.4). Zweitens hat man die *Strom-Gegenkopplung*, bei der die Wirkung dem *Ausgangsstrom* verhältnisgleich ist. Im ersten und häufigeren Fall wird der Innenwiderstand der Röhre herabgesetzt und ihr Durchgriff vergrößert, bei Strom-Gegenkopplung wird der Innenwiderstand erhöht, die Steilheit aber herabgesetzt. Das einfachste Beispiel einer *Strom-Gegenkopplung* ist eine Röhre mit nicht (oder nur mit ungenügender Kapazität) überbrücktem Katodenwiderstand, der ja vom Anoden- (also Ausgangs-)strom durchflossen wird. Beim Transistor ergibt ein nicht überbrückter Emitterwiderstand eine Strom-Gegenkopplung. Extreme Fälle einer *Spannungs-Gegenkopplung* sind die An-

odenbasisschaltung (Bild 21.3) und die Kollektorschaltung (Bild 21.6). Bei ihnen liegt der Katoden- bzw. Emitterwiderstand zwischen den Anschlüssen 2 und 2′ und ist damit zugleich Außenwiderstand. Hier wird also die volle Ausgangsspannung gegengekoppelt, so daß keine Spannungsverstärkung möglich ist. Sie ist vielmehr kleiner als 1, es entsteht ein kleiner Spannungsverlust. Man erhält einen hohen Eingangs- und einen kleinen Innen-(Ausgangs-)widerstand[1]).

Die wichtigste Regelung ist die *automatische Verstärkungsregelung*, abgekürzt *AVR* genannt. Sie sollte im Idealfall erreichen, daß jeder Sender gleich laut wiedergegeben wird, unabhängig davon, mit welcher Feldstärke er ankommt. Ursprünglich war sie zum Ausgleich der Schwunderscheinungen bei MW und KW (siehe 6. Stunde) entwickelt worden. Wenn sie gut arbeitet, ergibt sich aber auch der Vorteil, daß beim Durchdrehen der Skala starke Sender nicht mit brüllender Lautstärke, sondern alle Stationen annähernd gleich laut hörbar werden.

Voraussetzung für derartige *Regelungen* ist das Vorhandensein von Röhren bzw. Transistoren mit solchen Kennlinien, daß sie sich in einem möglichst weiten Bereich durch eine veränderliche Spannung auf verschieden große Verstärkung regeln lassen, wobei der Leistungsbedarf für die Regelung (das gilt nur für Transistoren) möglichst gering bleiben soll. Außerdem muß das Gerät eine *hohe Gesamtverstärkung* besitzen, denn von ihr wird ja, entsprechend der

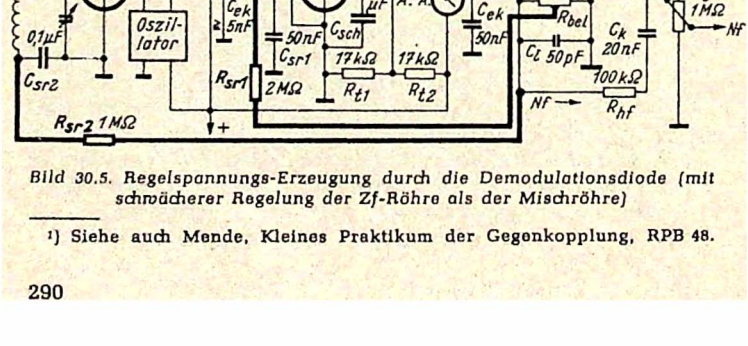


Bild 30.5. Regelspannungs-Erzeugung durch die Demodulationsdiode (mit schwächerer Regelung der Zf-Röhre als der Mischröhre)

[1]) Siehe auch Mende, Kleines Praktikum der Gegenkopplung, RPB 48.

Eingangsenergie, so viel weggeregelt, daß am Ausgang des Demodulators stets annähernd die gleiche Spannung verfügbar ist. Welche Lautstärke daraus entstehen soll, bestimmt man mit dem nachfolgenden Lautstärke-Einsteller.

Bild 30.5 zeigt das *AVR-Prinzip* für einen Röhrenempfänger. Hier wurden die Regelglieder und -leitungen stark gezeichnet. Am Diodenwiderstand R_{bel} entsteht eine negative Richtspannung, deren Größe von der zugeführten Hochfrequenz abhängt. Die volle Gleichspannung wird über einen Tiefpaß dem Eingangskreis der Mischröhre und damit deren Regelgitter zugeführt. Die Siebkette aus $R_{sr\,2}$ und $C_{sr\,2}$ ist notwendig, um alle Wechselspannungen auszusieben und tatsächlich nur Gleichspannung zum Gitter gelangen zu lassen (Strom fließt bei Röhren in dieser Leitung ohnehin nicht). Da die Zf-Röhre nicht so stark geregelt werden darf, wird an einem Abgriff von R_{bel} eine Teilspannung abgenommen und in gleicher Weise dem Regelgitter zugeführt.

Beide Siebketten haben nach den in Bild 24.1 angegebenen Formeln eine Zeitkonstante von 0,1 Sekunden und eine Grenzfrequenz von 1,6 Hz. Diese Größe ergibt sich aus der Forderung, daß wohl alle niederfrequenten Schwingungen bis herab zu 30 Hz ausgesiebt, die langsameren Schwankungen der Regelspannung (Unterschiede in der Lautstärke des Gesendeten) aber nicht beeinflußt werden. **Bild 30.6** zeigt die Erzeugung der höheren Regelspannung für die Mischröhre durch eine besondere Diode *D 2*, damit man den Belastungswiderstand für die Niederfrequenz (zwecks Verminderung von Verzerrungen) niedriger wählen kann.

Die beiden als Beispiel gezeigten Schaltungen haben aber den Nachteil, daß auch ganz schwach einfallende Sender bereits eine Regelspannung erzeugen, sich also selbst schwä-

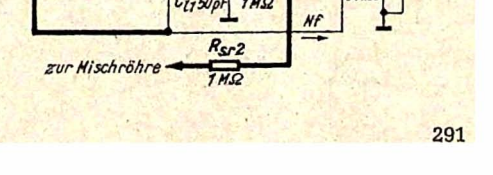


Bild 30.6. Erzeugung der Mischröhren-Regelspannung durch besondere Regelspannungsdiode

chen. Um das zu vermeiden, entwickelte man Schaltungen *mit verzögerter Regelung*. Gemeint ist nicht eine zeitliche Verzögerung, vielmehr soll die Regelung erst oberhalb einer festgelegten Mindest-Hf-Empfangsenergie einsetzen. Dazu wird die Regeldiode mit einer Vorspannung versehen (*vorgespannt*), so daß die Regelung erst bei einem dadurch festgelegten *Schwellenwert* wirksam werden kann. Zum Beispiel verbindet man die Regeldioden-Katode mit einem geeigneten positiven Punkt an einem Katodenwiderstand der Nf- oder Endstufe, wie mit einer gestrichelten Linie in **Bild 30.7** skizziert. Man muß dann allerdings jeder geregelten Stufe einen Katodenwiderstand geben, der die Grundvorspannung liefert. Erst wenn die an $R_{bel\,1}$ liegende Vorspannung (Fußpunkt an Masse!) durch die Regelspannung überschritten wird, gelangt der Überschuß an den Regelgittern zur Wirkung. Auch an einem in der negativen Netzgleichrichterleitung liegenden Widerstand (ähnlich der Vorspannungserzeugung in Bild 24.3) kann die „Verzögerungsspannung" abgegriffen werden.

Bei der *verzögerten Regelung* hat sich nun leider herausgestellt, daß sich dann recht unangenehme Verzerrungen ergeben, wenn die Zf-Spannung gerade um die Verzögerungsspannung herum schwankt, so daß der speisende Zf-Kreis von der Diode abwechselnd bedämpft wird und dann wieder nicht. Benutzt man eine gesondert erzeugte Regelspannung,

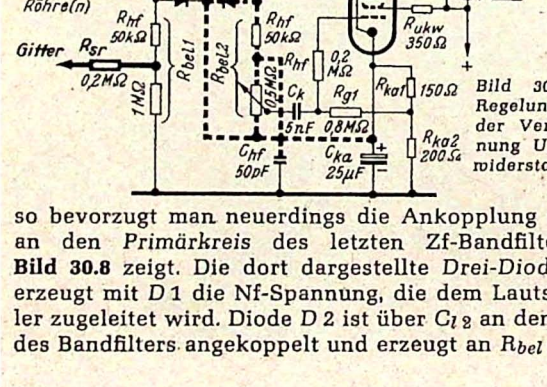


Bild 30.7. Verzögerte Regelung mit Abnahme der Verzögerungsspannung U_v am Katodenwiderstand der Endröhre

so bevorzugt man neuerdings die Ankopplung dieser Diode an den *Primärkreis* des letzten Zf-Bandfilters, so wie **Bild 30.8** zeigt. Die dort dargestellte *Drei-Dioden-Schaltung* erzeugt mit *D* 1 die Nf-Spannung, die dem Lautstärkeeinsteller zugeleitet wird. Diode *D* 2 ist über $C_{l\,2}$ an den Primärkreis des Bandfilters angekoppelt und erzeugt an $R_{bel\,2}$ eine unver-

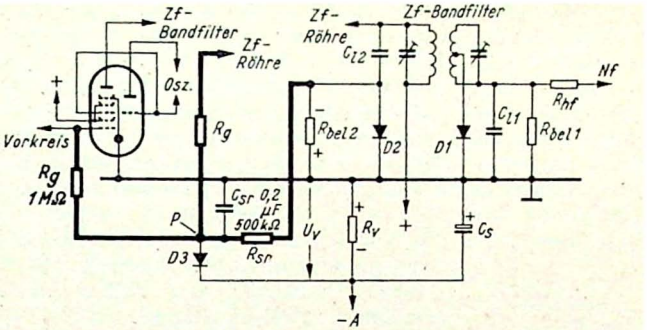


Bild 30.8. Dreidiodenschaltung zur verzögerten Regelung der Hf-Stufen

zögerte Regelspannung, die über R_{sr} und R_g den zu regelnden Röhren zugeleitet wird. Hinter R_{sr} ist aber noch $D\,3$ angeschlossen, die über R_v vorgespannt ist, ähnlich wie in Bild 30.7. Solange die erzeugte Regelspannung kleiner ist als die Spannung an R_v, ist Punkt P positiv gegenüber der an $-A$ angeschlossenen Katode von $D\,3$. Daher ist $D\,3$ leitend, und die Vorspannung an R_v dient als Grundvorspannung der geregelten Röhren. Sobald die Spannung an $R_{bel\,2}$ höher wird als die Verzögerungsspannung an R_v, wird damit die Anode von $D\,3$ negativ gegen ihre Katode. Die Diode sperrt nunmehr, und die an $R_{bel\,2}$ erzeugte Regelspannung kommt allein zur Wirkung. Eine unerwünschte Rückwirkung auf das Bandfilter kann hier aber nicht eintreten, weil die Umschaltung erst hinter R_{sr} erfolgt. Auch von dieser Schaltung gibt es Varianten.

Geregelt werden in all diesen Fällen die *vor* der Diode vom Signal durchlaufenen Stufen. Es handelt sich also um eine *Rückwärtsregelung*. Diese spielt die Hauptrolle und wird zumeist *allein* angewandt. Es bleibt dann allerdings eine Restschwankung, die nicht ausgeregelt wird, denn am Belastungswiderstand muß ja erst eine Spannungsschwankung auftreten, damit die Regelung einsetzen kann. Will man am Ausgang auch diese Restschwankung zum Verschwinden bringen, so muß man zusätzlich eine *Vorwärtsregelung* vornehmen, also eine Nf-Stufe regeln. Man findet sie nur in großen (Luxus-) Empfängern, da man dann eine besonders starke Nf-Verstärkung braucht, von der man wegregeln kann.

Die AVR macht nun aber die genaue Abstimmung auf den Sender für den Laien äußerst schwierig. Die Mitte des Sende-

kanals weist nicht mehr, wie früher, die größte Lautstärke auf und ist um so schwerer zu finden, je besser die Automatik regelt. Man muß nun also nach der saubersten, am wenigsten verzerrten Wiedergabe abstimmen. Da das den meisten Laien sehr schwer fällt, wurde die *Abstimmanzeige* geschaffen. Zuerst baute man Milliamperemeter in die Anodenleitung einer geregelten Röhre ein, eine Zeitlang benutzte man lange Glimmröhren, dann aber kamen die Abstimmanzeigeröhren, die wir als EM-, PM- und UM-Röhren heute in fast allen Röhrengeräten finden. Dabei handelt es sich um kleine Elektronenstrahlröhren, bei denen die aufprallenden Elektronen, die vorher statisch abgelenkt werden, einen Schirm zum Leuchten bringen, ähnlich wie bei Oszillografenröhren (siehe 12. Stunde). Das sichtbare Schirmbild der ersten Ausführungen erinnerte an ein Auge. Sie wurden daher *Magische Augen* genannt. Inzwischen erschien der Magische Strich, der Magische Fächer, das Magische Band, die Magische Waage usw. Das Prinzip ist stets das gleiche und soll durch **Bild 30.9** erläutert werden.

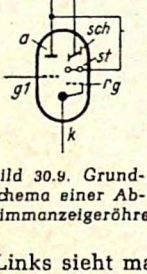


Bild 30.9. Grundschema einer Abstimmanzeigeröhre

Links sieht man ein Triodensystem, dem an g 1 die Regelspannung zugeleitet wird, so daß an R_a ein Spannungsabfall auftritt, der direkt von der Regelspannung abhängt. Rechts davon sieht man das Anzeigesystem, bestehend aus dem Raumladegitter r_g (sorgt für eine gleichmäßigere Raumladung und längere Lebensdauer des Leuchtschirms), den mit der Anode *a* zu verbindenden Steuerstegen *st* und dem Leuchtschirm *sch*, der meist direkt an der Anodenspannung liegt, manchmal über einen wesentlich kleineren Widerstand als R_a. Der an R_a auftretende Spannungsabfall macht, je nach der Regelspannung an g 1, die Steuerstege *st* mehr oder weniger negativ gegen den Schirm. Die Stege lenken daher statisch die zum Leuchtschirm *sch* fliegenden Elektronen mehr oder weniger ab und verformen das Leuchtbild je nach Stärke des einfallenden Signals. Dies ist natürlich auf Bandmitte am stärksten, und so ergibt sich eine trägheitslose Anzeige der besten Einstellung.

Bei Regelröhren genügt es, die richtigen Spannungen an die Regelgitter zu bringen. Bei der *Regelung von bipolaren Transistoren* ist zusätzlich ein *Steuerstrom* erforderlich, um den

Basisstrom je nach Bedarf zu ändern. Schon in der 11. Stunde wurde gesagt, daß dazu bei den bislang häufigeren pnp-Transistoren eine positive Richtspannung erforderlich ist und die Regelleitung *niederohmig* gemacht werden muß. Um trotzdem die gleiche Wirkung zu erzielen und praktisch reinen Gleichstrom zu bekommen, vergrößert man die Siebkondensatoren entsprechend den verkleinerten Siebwiderständen. Auch hier ist eine Zeitkonstante von 0,1...0,2 Sekunden üblich.

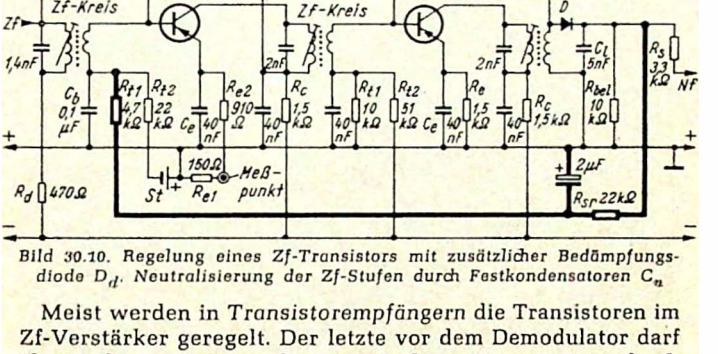


Bild 30.10. Regelung eines Zf-Transistors mit zusätzlicher Bedämpfungsdiode D_d. Neutralisierung der Zf-Stufen durch Festkondensatoren C_n

Meist werden in *Transistorempfängern* die Transistoren im Zf-Verstärker geregelt. Der letzte vor dem Demodulator darf aber nicht geregelt werden, sonst gibt es Verzerrungen durch Übersteuerung. **Bild 30.10** zeigt die Regelung einer Zf-Stufe von der Diode *D* aus über die auch hier stark gezeichnete Regelleitung. Die Basis von T 2 erhält hier von der Stabilisationszelle *St* eine Grundvorspannung, und dadurch ergibt sich eine verzögerte Regelung. Die von der Diode gelieferte Regelspannung wird erst wirksam, wenn sie den Schwellwert überschreitet. Der Regelbereich der bipolaren Transistoren ist aber beschränkt. Um eine Übersteuerung durch starke Sender zu verhindern, kann eine Dämpfungsdiode D_d angebracht werden. Sie wird dann so vorgespannt, daß sie sperrt. Fällt aber große Feldstärke ein, so wird sie leitend und bedämpft dadurch den ersten Zf-Kreis. Dessen Resonanzspannung wird herabgesetzt und gleichzeitig die Kurve verbreitert, so daß ein breiteres Frequenzband durchgelassen wird. Bild 30.10 zeigt auch, wie Transistorstufen durch *Neutralisationskondensatoren C_n neutralisiert werden können, in diesem Fall mit Festkondensatoren*, oft aber auch mit Trimmern.

Bei Transistorgeräten sind nun auch die längst für überholt gehaltenen *Milliamperemeter als Abstimmanzeiger* wieder aufgetaucht, da man für eine Röhrenanzeige die Spannungen nicht zur Verfügung hat. Auch als Aussteuerungsanzeiger in transistorisierten Tonbandgeräten findet man sie, meist in Form von sich drehenden Walzen mit auffälligen Farbsignalen.

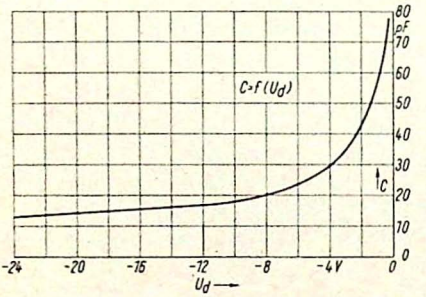


Bild 30.11. Beispiel der Kapazitäts-Kennlinie für eine Kapazitätsdiode, auch Varaktor genannt

Eine weitere Art der Regelung ist die *selbsttätige Scharfabstimmung*, die man vorzugsweise beim Oszillator der Superhets anwendet. Von dessen Abstimmung hängt ja die empfangene Frequenz ab. Seine Frequenz muß daher zu der des gewählten Senders genau richtig liegen, während kleine Abweichungen beim Vorkreis weniger schädlich sind. Die Automatik *(AFC)* zieht die Oszillatorabstimmung immer auf die Mitte des gerade empfangenen Senderbandes und verhilft dem Laien so zu einer mühelosen Scharfabstimmung. Sie tritt aber auch dann in Tätigkeit, wenn die ursprünglich richtige Abstimmung sich im Laufe der Zeit ändert, z. B. durch Erwärmung der Teile. Früher benutzte man zum Nachstimmen fast ausschließlich Röhren. Die kann man als Induktivität oder als Kapazität schalten, die dann durch eine Regelspannung im gewünschten Sinne geändert werden. So geschaltete Röhren bezeichnet man als *Impedanzröhren*. Transistoren könnte man natürlich in der gleichen Art schalten. Nachdem es aber die schon in der 11. Stunde erwähnte Kapazitätsdiode gibt, hat diese alle anderen Möglichkeiten in den Hintergrund gedrängt.

Die *Kapazitätsdiode* wird im Sperrbereich betrieben, braucht daher praktisch keinen Strom und ist fast temperaturunabhängig. Sie ändert ihre Kapazität entsprechend der angelegten Sperrspannung, z. B. nach **Bild 30.11.** Sie hat bei der höchsten

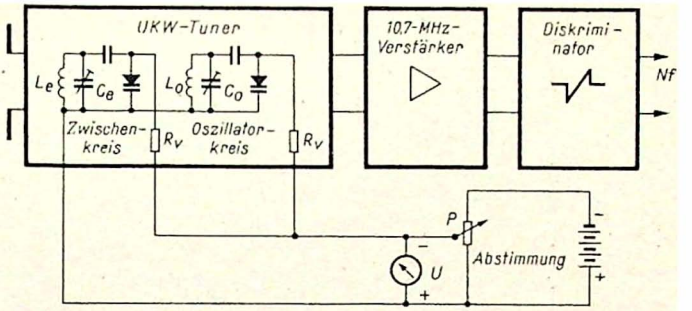


Bild 30.12. Abstimmung eines mit Kapazitätsdioden ausgerüsteten UKW-Tuners mittels einer veränderlichen Spannung

Sperrspannung die kleinste Kapazität und wird dem zu korrigierenden (= berichtigenden) Kreis parallelgeschaltet. Man versteht die Wirkungsweise leicht, wenn man eine Schaltung wie in **Bild 30.12** betrachtet. Hier sind die Kapazitätsdioden für die Handabstimmung eines UKW-Empfängers eingesetzt. Über die Widerstände R_v (sehr hochohmig, um die Kreise nicht zu bedämpfen) wird den beiden Kapazitätsdioden C_e und C_o eine veränderliche Spannung zugeführt, mit deren Hilfe der Bereich bestrichen wird. Sie ersetzen zwei Drehkondensatoren. Mit der ursprünglichen Kapazitätsvariation 1 : 4,5 überstrich man nur schmale Bereiche (UKW, LW). Jetzt erzielt man 1 : 35, das kann für den MW-, den LW- und sogar für den KW-Rundfunk reichen. Besonders interessant sind solche Einstellungen mittels einer veränderlichen Spannung auch für Fernbedienungen, z. B. für auf dem Dach angebrachte Antennenverstärker.

Die *automatische Scharfabstimmung* findet sich bei Rundfunkgeräten ebenfalls vorzugsweise im UKW-Bereich. Man hat hier den Vorteil, daß der Demodulator (Diskriminator), wie in Bild 30.12 angedeutet und in der 33. Stunde näher erläutert wird, eine S-förmige Charakteristik besitzt und bei Frequenzabweichungen recht unterschiedliche Gleichspannungen liefern kann. Durch eine entsprechende Vorspannung U_v wird, wie aus **Bild 30.13** ersichtlich, die Spannung an der Kapazitätsdiode C_d so eingestellt, daß der Oszillator selbsttätig auf die richtige Frequenz nachgeführt wird, wenn Abweichungen auftreten. *AFC* (Automatic Frequency Con-

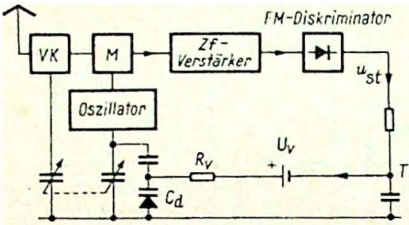


Bild 30.13. Selbsttätige Scharfabstimmung des Oszillators eines FM-Empfängers durch die vom Diskriminator gelieferte Steuerspannung u_{st} über den Tiefpaß TP

trol) ist die häufig gebrauchte Abkürzung für diese Einrichtung.

In AM-Zf-Verstärkern kann man *Kapazitätsdioden* (auch *Varaktoren* genannt) gut zur Bandbreitenregelung benutzen, indem man die Kreise nicht induktiv, sondern am Hochpunkt kapazitiv mit Varaktoren koppelt. Eine unempfindliche Gleichspannung bewirkt eine Kapazitätsänderung bis 1 : 5.

Die *elektronische Abstimmung* (im Gegensatz zur mechanischen mit Drehkondensatoren oder veränderlichen Spulen), deren Prinzip Bild 30.12 zeigte, hat sich in den letzten Jahren immer mehr eingeführt und wird insbesondere beim UKW-Bereich und in Fernseh-Tunern angewandt. Sie bedeutet einen großen Fortschritt, besonders auch bei den *Stationstasten*, die bei Rundfunk- und noch mehr bei Fernsehgeräten die Einstellung häufig gewählter Stationen sehr bequem machen. Zu jeder solchen Station ist dann ein nur einmal einzustellendes Potentiometer notwendig und eine Drucktaste, mit der dessen Spannung an die Kapazitätsdioden gelegt wird. Bedingung für eine stabile Abstimmung ist allerdings eine stets gleichbleibende Spannung. Deshalb wird die Spannungsquelle fast immer stabilisiert, und ganz kleine Abweichungen der Abstimmung gleicht dann die selbsttätige Scharfabstimmung (Bild 30.13) aus.

Eine andere Bedienungserleichterung ist der neuerdings besonders in Autoempfängern (also auch bei dazu verwendbaren Reiseempfängern) auftauchende *Sendersuchlauf*. Er hatte seine Vorläufer vor mehr als dreißig Jahren in Heimempfängern mit Motorabstimmung, mit der nach Druck auf voreingestellte Tasten mittels eines Elektromotors der Drehkondensator auf eine Anzahl von Stationen abgestimmt werden konnte. Diese Vorrichtungen waren aber zu teuer und zu kompliziert und wurden bald durch Stationstasten mit vor-

abgeglichenen Kreisen abgelöst, die wir jetzt noch in Rundfunk- und Fernsehempfängern finden.

Der *Sendersuchlauf* bietet aber viel mehr, besonders für den Autofahrer, der sich auf das Fahren konzentrieren muß. Bei ihm wird auf Knopfdruck bei abgeschaltetem Nf-Verstärker (Stummabstimmung) der jeweils eingestellte Wellenbereich durchlaufen, bis am Empfangsgleichrichter eine ausreichende Nf-Spannung erscheint. Sofort schaltet der Suchlauf ab, die Automatik stimmt nach, der Nf-Verstärker wird zugeschaltet, und der Sender bleibt hörbar, bis der Suchlaufknopf erneut gedrückt wird. Darauf wird der Bereich bis zum nächsten genügend starken Sender usw. bis zum Bereichsende weiter durchlaufen. Hier kehrt die Automatik um, oder sie beginnt am Bereichsanfang von neuem, je nach Konstruktion. Vielfach kann man auch noch vorwählen, ob man nur die stärksten (Orts-)Sender hören will oder auch die mittleren oder sogar schwächere, die eine bestimmte Mindest-Hf-Energie ergeben.

Für das Durchdrehen der Abstimmung (der Drehkondensatoren oder der Abstimmspannung) hat man meist kleine Motoren, bei tragbaren Empfängern auch einmal ein Federwerk angewandt, wobei Auskupplung und Bremsung elektronisch ausgelöst werden. Neuerdings macht man das *ganz elektronisch:* Ein großer Kondensator wird über einen Widerstand aufgeladen (s. Bild 24.1), und dessen jeweilige Spannung wird zur Abstimmung der Kapazitätsdioden benutzt. Wenn ein brauchbarer Sender erreicht ist, wird die Aufladung unterbrochen und der Empfang freigegeben. Auf erneuten Knopfdruck läuft die Spannung weiter hoch, bis der nächste gut hörbare Sender einfällt usw. Am Bereichsende wird automatisch entladen, und der Suchlauf beginnt wieder am Anfang. Man kann das *elektronischen Sendersuchlauf* nennen.

Die oben erwähnte *Stummabstimmung,* die man bei normalen Empfängern besser *Krachbeseitigung* nennt, erzielt man meist dadurch, daß man entweder die Hf- oder die Nf-Verstärkung durch eine Vorspannung passender Höhe sperrt. Erst bei Eintreffen eines Signals von festgelegter Stärke wird diese Sperre aufgehoben. Dadurch hört man zwischen den Stationen kein Rauschen und Prasseln. In Fachveröffentlichungen liest man dafür oft den englischen Ausdruck *Squelch* (Bkweltsch, ≈ Unterdrückung, Zerquetschung), doch wäre der deutsche schöner und klarer.

Prüfungsfragen zur 30. Stunde

30a: Warum müssen Lautstärke-Einsteller logarithmische Kennlinien haben? Und weshalb werden ihnen oft an Anzapfungen noch Entzerrungsglieder parallelgeschaltet?

30b: Welchen Zwecken dient hauptsächlich die Gegenkopplung, und welche Arten von Gegenkopplung gibt es?

30c: Wie gewinnt man die Regelspannung zur automatischen Verstärkungsregelung bei Röhrengeräten?

30d: Welche Mittel dienen bei Transistorgeräten zur automatischen Verstärkungsregelung?

30e: Auf welche Weise kann man eine automatische Scharfabstimmung bei Empfängern erreichen?

30f: Was versteht man unter elektronischer Abstimmung?

31. STUNDE

Der UKW-Bereich und seine Eigenschaften

Der UKW-Bereich umfaßt in Europa die Frequenzen 87,5 bis 100 MHz; sie wurden durch den letzten Stockholmer Plan in 124 Kanäle zu je 100 kHz eingeteilt. Die ursprüngliche Einteilung sah 42 Kanäle mit je 300 kHz vor. In Übersee reicht der Bereich bis 108 MHz, und unsere Industrie stellt sich zum Teil darauf ein. In der 2. Stunde wurde bereits gesagt, welche Gründe für die Wahl dieses Bereichs und der Frequenzmodulation (FM) maßgebend waren. Man hatte sich entschlossen, auf diesen bisher nicht belegten Frequenzbereich auszuweichen, und hatte hier die Möglichkeit, jedem Sender eine große Bandbreite zuzuteilen. Dadurch konnte man eine bis dahin nicht gekannte Musikgüte zum Hörer senden, und es lag nur noch an ihm, wie weit er diese Vorteile ausnutzte.

Die *Störbefreiung* ist bei Frequenzmodulation schon dadurch gut, daß fast alle Störungen die Amplitude, aber nicht die Frequenz einer Sendung beeinflussen. So besteht die Möglichkeit, die amplituden-modulierenden Störungen der frequenzmodulierten Sendungen im Empfänger wieder zu beseitigen, ohne damit die Wiedergabegüte zu beeinträchtigen

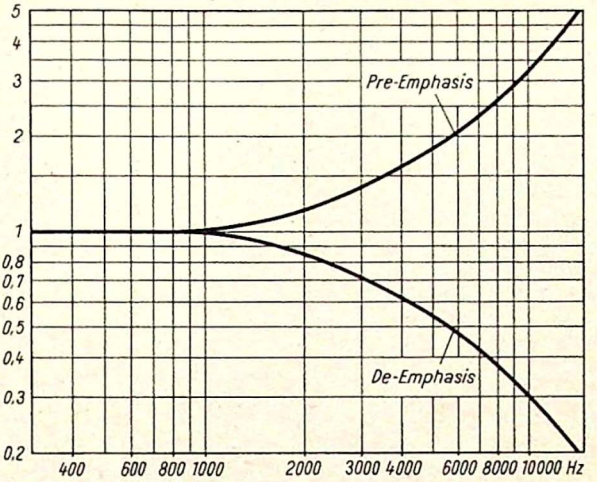


Bild 31.1. Pre- und De-Emphasis (Vor- und Nach-Entzerrung) bei Frequenzmodulation

(im Gegensatz zur Betätigung der Klangblende bei amplitudenmodulierten Sendungen). Da der größte Teil der Empfangsstörungen sich auf hohen Frequenzen abspielt (Knistern, Rauschen, Prasseln), wendet man beim FM-Sender noch einen Trick an, mit dem man gleichzeitig auch das am Empfängereingang entstehende Rauschen herabsetzt (denn dieses Rauschen wird natürlich in allen folgenden Stufen mitverstärkt): Bei der Modulation des Senders werden die hohen Frequenzen mehr vorverstärkt als die tieferen. Es wird eine sogenannte *Vor-Entzerrung* oder *Pre-Emphasis* ($\approx$ Vor-Betonung, Vor-Akzentuierung) durch ein Entzerrungsglied mit 50 µsec Zeitkonstante vorgenommen (in angelsächsischen Ländern verwendet man 75 µsec). Das bedeutet, daß alle Frequenzen von etwa 1000 Hz ab mit steigender Stärke dem Sender aufmoduliert werden ($f_{gr} = 3{,}18$ kHz). Dies wirkt sich so aus, daß bei an sich gleicher Lautstärke 5000 Hz etwa doppelt und 10 000 Hz über dreimal so stark in der Modulation erscheinen wie 800 Hz und darunter liegende Frequenzen. **Bild 31.1** zeigt die sich bei logarithmischer Darstellung ergebende Frequenzkurve.

Um im Empfänger trotzdem wieder ein originalgetreues Klangbild zu erhalten, muß man *nach der Demodulation* die

Niederfrequenz mit einem Entzerrer der gleichen Zeitkonstante in umgekehrter Richtung wieder entzerren, also eine *Nach-Entzerrung* oder *De-Emphasis* (≈ Ent-Betonung, auch Des-Akzentuierung) vornehmen. Dazu wird hinter den Demodulator, vor der Weiterverarbeitung im Nf-Verstärker, eine feste Tonblende mit dieser Zeitkonstante eingebaut. Die durch sie bewirkte Herabsetzung der hohen Frequenzen führt die wiederzugebenden Töne nur wieder auf ihr natürliches Maß zurück, wie man sich nach Bild 31.1 leicht vorstellen kann. Der Teil der hohen Frequenzen aber, der etwa auf dem Wege vom Sender bis zum Demodulator unerwünschterweise zum ausgesandten Modulationsinhalt *hinzugekommen* ist, also sowohl örtliche *Störungen* als auch im Empfänger entstandenes *Rauschen*, wird in gleichem Maße mit *herabgesetzt*. Dadurch wird das Klangbild viel sauberer, als es mit einem AM-Empfänger je erreicht werden könnte. Bedingung ist allerdings, daß alle etwa aufgetretenen Amplituden-Modulationen vor dem Nf-Teil ausgemerzt werden.

Die *Zeitkonstante* in µsec (Mikrosekunden) errechnet sich (siehe dazu Bild 24.1) aus $R \cdot C$ (in Ω und µF oder in MΩ und pF einzusetzen). 50 µsec ergeben sich also aus 100 kΩ mit 500 pF, aus 50 kΩ mit 1 nF, aus 500 kΩ mit 100 pF usw., geschaltet als Hoch- bzw. Tiefpaß nach Schema B bzw. A in Bild 24.1.

Aus der 2. Stunde wissen wir, daß bei Frequenzmodulation die Tonhöhe des aufmodulierten Signals maßgebend ist für die *Häufigkeit der Frequenzänderung*. Wird mit 100 Hz moduliert, so wird die Frequenz in jeder Sekunde 100mal erhöht und 100mal herabgesetzt, und bei 15 kHz Modulationsfrequenz geschieht dasselbe je 15 000mal. Je größer die Amplitude der Modulationsfrequenz ist, ein desto größerer Frequenzbereich wird durchlaufen. Im Gegensatz zur Amplitudenmodulation ergeben sich dadurch *bei Frequenzmodulation unendlich viele Seitenbänder* zu beiden Seiten der Trägerfrequenz. Ihre Größe nimmt aber schnell ab, und infolgedessen haben die weitab liegenden geringe Bedeutung. Wenn aber eine originalgetreue Wiedergabe erzielt werden soll, so müssen alle Seitenbänder erfaßt werden, die noch eine nennenswerte Größe besitzen. Es sind daher bei Frequenzmodulation für richtige Musikwiedergabe sehr breitbandige Abstimmkreise erforderlich. Da unsere UKW-Sender mit einem Frequenzhub von ± 75 kHz arbeiten und durch die Akzentuierung (Vorentzerrung) gerade die höchsten Töne in

ihrer Stärke bei der Aussendung am meisten angehoben werden, ist eine Bandbreite von ± 120 kHz erforderlich, um wenigstens noch die achten Seitenbänder mit aufzunehmen, wenn die Modulationsfrequenz 15 kHz beträgt und die Lautstärke groß ist. Denn aus der Zusammensetzung der übertragenen Seitenbänder muß ja wieder der ursprünglich aufmodulierte Ton gewonnen werden. Bei solcher Bandbreite werden dann praktisch alle Frequenzen gut wiedergegeben. Dieser Punkt ist so wichtig, weil sich die Sendeenergie bei Frequenzmodulation auf eine große Zahl von Seitenbändern verteilt, wobei gleichzeitig auch noch die Trägerwelle selbst schwankt. Sobald guter Stereoempfang gewünscht wird, sollte die Bandbreite sogar bis ± 300 kHz betragen.

Ein großer *Vorteil der Frequenzmodulation* ist, daß die gesamte abgestrahlte Leistung moduliert ist, während bei Amplitudenmodulation stets ein größerer Teil ungenutzt bleibt. Der Teil der Trägerwelle, der in den Bildern 2.3 und 2.6 beiderseits der Nullinie nicht durchmoduliert ist, wird ohne Nutzen mit abgestrahlt. Wir sagten dort, daß im Interesse einer guten Wiedergabe der Modulationsgrad meist nur 25...30 % beträgt. Ein FM-Sender hingegen fährt immer mit *Oberstrichleistung*, wie man das nennt, ist also 100 % moduliert und erreicht so den höchstmöglichen Wirkungsgrad.

Ein weiterer daraus entspringender Vorteil ist der viel größere Dynamik-Umfang, der bei dem gewählten Modulationsindex m = 5 übertragen werden kann. Das heißt: Der Unterschied zwischen pianissimo- (= leisesten) und fortissimo- (= lautesten) Stellen ist um ein Vielfaches größer, als bei Amplitudenmodulation möglich ist. Mit dem Lautstärkeeinsteller kann man bestimmen, wie weit man davon Gebrauch machen will.

Ebenso erweist sich – wie schon erwähnt – die Frequenzmodulation als sehr vorteilhaft bei *Störungen*. Bei örtlichen Störquellen, z. B. elektrischen Funken (Motoren u. ä.), entsteht Amplitudenmodulation, die durch die später zu erläuternde Begrenzung beseitigt werden kann. Was sich davon aber als Frequenzmodulation auswirkt, trifft auf eine sich dauernd ändernde Frequenz und kann daher meist nur als schwaches Rauschen hörbar werden, denn es wird ja durch die De-Emphasis entscheidend vermindert. Gegenüber *störenden Sendern* auf der gleichen oder auf benachbarten Frequenzen bringt die Frequenzmodulation ganz bedeutende Vorteile.

Während man bei Amplitudenmodulation einen Sender noch als störend empfindet, der nur mit einem Hundertstel der Lautstärke des gewünschten „Nutzsenders" aufgenommen wird, ist ein FM-Empfänger in der Lage, bei einem Empfangsstärke-Unterschied von 1 : 5 den Störsender vollständig zu unterdrücken. Man kann daher mehrere geografisch günstig gelegene Sender auf der gleichen Frequenz arbeiten lassen, ohne mit allzu großen Störungen rechnen zu müssen. Trotzdem gibt es im UKW-Bereich Störungen durch entfernte Sender, wenn jemand Fernempfang betreibt und die atmosphärischen Bedingungen gerade günstig für Weitempfang sind.

Einen *Nachteil der Ultrakurzwellen* darf man allerdings nicht übersehen: Diese Wellen werden von vielen Flächen reflektiert, die für längere Wellen noch nicht als Spiegel wirken. Solche Wellen haben, wenn sie über einen Umweg den Empfänger erreichen, einen Laufzeitunterschied gegen die direkt einfallenden, also einen anderen Modulationsinhalt. Wenn beide Wellen mit etwa gleicher Stärke zum Empfänger gelangen, entstehen dadurch unangenehme Störungen. In solchem Falle ist eine Antenne mit Richtwirkung zu empfehlen, die den direkten Empfang gegenüber dem reflektierten so stark macht, daß die Störung nicht durchdringt.

Ein weiterer *Nachteil der Ultrakurzwellen* macht sich beim Aufbau der Geräte unangenehm bemerkbar: Bei 100 MHz entsprechend 3 m Wellenlänge sind die Induktivitäten der frequenzbestimmenden Kreise schon recht klein, so daß die Eigeninduktivitäten der Verbindungsleitungen innerhalb der Schaltung bereits von Einfluß auf die Abstimmung sind. Als Kreisspule braucht man 0,1...0,15 µH, und die Induktivität von 1 cm Leitung beträgt etwa 0,01 µH. 10 cm Leitung haben also bereits die gleiche Induktivität wie die Kreisspule. Infolgedessen muß man peinlichst auf allerkürzeste Leitungen und ihre geringstmögliche Induktivität achten, um stabile Verhältnisse und brauchbare Leistungen zu erzielen. Bei Röhrenempfängern wirkt sich das im UKW-Eingangsteil (Empfangs- und Mischstufe) besonders aus. Die Teile werden dort unmittelbar an den Sockelfassungen angebracht und sitzen meist dicht beieinander. Bei Transistoren kann man leichter mit kürzesten Leitungen auskommen.

Der Super bringt den Vorteil, daß bereits hinter der Mischstufe die Frequenz zehnmal niedriger ist und daher im Zf-Teil der größte Teil der Schwierigkeiten entfällt. Man kann aber die Frequenz nicht beliebig weit herabsetzen, wie schon

früher erwähnt, man erzielt sonst nicht die erforderliche *Gesamt-Bandbreite von ± 100...± 120 kHz* im Zf-Verstärker. Dabei darf die Durchlaßkurve möglichst keine Höcker aufweisen (siehe 13. Stunde), was ohne komplizierte Schaltmaßnahmen nur auf hohen Frequenzen zu erreichen ist. Man verwendet deshalb meist 10,7 MHz als Zwischenfrequenz. Diese Frequenz wurde in den USA gewählt, weil dort der UKW-Bereich ausgedehnter ist und nur auf dieser Frequenz eine Spiegelfrequenzsicherheit gegeben ist. Die Frequenz 10,7 MHz wird bei uns für diesen Zweck freigehalten.

Weil sich längere Verbindungen sehr schädlich auswirken, verzichtet man innerhalb des eigentlichen UKW-Teils (Vor- und Mischstufe) auf jede Umschaltung, auch wenn das Gerät noch weitere Wellenbereiche hat. Vielmehr wird, wie bei Bild 29.10 erläutert, bei Mehrbereichsupern dem gesamten AM-Teil ein besonderer *UKW-Baustein* vorgeschaltet, der bei AM-Empfang sowohl von der Betriebs-(Anoden-)spannung als auch von der ersten gemeinsamen Röhre abgeschaltet wird und unbenutzt bleibt. Dieser UKW-Baustein ist bei Röhrenempfängern meist mit einer Spezial-Doppeltriode, in Transistorgeräten mit zwei Spezial-UKW-Transistoren (seltener einem) bestückt. Der erste dient fast stets als Vorstufe, der zweite als selbstschwingende Mischstufe. Diese liefert an den ersten Zf-Kreis die Zwischenfrequenz, die dem Gitter der AM-Eingangsröhre bzw. der Steuerelektrode des AM-Eingangstransistors zugeführt wird. Natürlich werden diese so umgeschaltet, daß sie als erste FM-Zf-Verstärkerstufe dienen können. Wie **Bild 31.2** zeigt, wird z. B. durch *S* 1 das Steuergitter der Heptode von den AM-Kreisen ab- und an die Koppelspule des UKW-Bausteins angeschaltet, während *S* 2 das Oszillatorgitter und das damit verbundene g 3 der Heptode an Masse legt. Durch *S* 3 wird die Anodenspannung von der Oszillatoranode ab- und dafür an die Doppeltriode des UKW-Bausteins angeschaltet. Am Gitter der ersten AM-Zf-Röhre schaltet man nochmals um (*S* 4), damit sich in dem mit dem ersten Zf-Kreis in Serie liegenden 460-kHz-Bandfilter nicht Störschwingungen ausbilden und auch, weil die dem Gitter bei Empfang der klassischen Bereiche zugeleitete Gittervorspannung (AVR) nicht erzeugt wird, da der AM-Demodulator nicht arbeitet. Was hier für einen Röhrenempfänger gezeigt wurde, gilt sinngemäß für Transistorgeräte.

Im übrigen schaltet man in fast allen Empfängern die Zf-Bandfilter in ähnlicher Art in Reihe, wie es die Primärseite

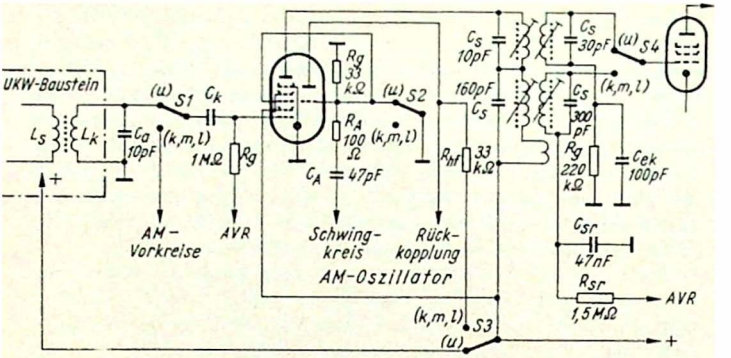


Bild 31.2. Beispiel einer Umschaltung von den klassischen Bereichen auf den UKW-Bereich bei einem Röhrenempfänger

in Bild 31.2 zeigt. Die beiden Frequenzen 10,7 MHz und 460 kHz liegen so weit auseinander, daß sie sich gegenseitig nicht stören. Für 10,7 MHz hat die Kreiskapazität des AM-Filters von 150...300 pF einen so geringen kapazitiven Widerstand (100...50 Ω), daß dies die Funktion des FM-Filters nicht behindert. Umgekehrt stellt die Induktivität des 10,7-MHz-Filters mit $X_L \approx 80\ \Omega$ für die 460 kHz kein Hindernis dar. Die Reihenschaltung der Filter ist daher allgemein üblich.

Bei ganz besonders hohen Qualitätsforderungen sind aber auch schon Geräte mit je einem besonderen FM- und AM-Hf-Teil und nur einem gemeinsamen Nf-Teil gebaut worden. In diesem Fall kann man alle Einzelheiten nach den besonderen Erfordernissen der Wellenbereiche wählen.

Auch das Umgekehrte ist versucht worden, nämlich die Ultrakurzwelle durch *Doppel-Überlagerung* (siehe 26. Stunde) auf die für Amplitudenmodulation übliche Zwischenfrequenz 460 kHz umzusetzen. Man hat dann zwar nur eine Zwischenfrequenz zu verstärken, muß aber die Bandbreite für FM sehr breit und für AM sehr schmal machen. Das bereitet große Schwierigkeiten.

Ein besonderes Problem bildet bei den Zf-Filtern des FM-Teils noch die Übertragung des gesamten Modulationsinhalts in der richtigen Phasenlage. Während bei AM eine möglichst unverzerrte Übertragung der *Amplituden* gefordert wird, kommt es bei FM hierauf nicht an. Dagegen muß jede *Phasenverzerrung* so weit wie möglich vermieden werden. Ändert

sich nämlich die Phase, so ändert sich damit auch die Frequenz und umgekehrt (auf diesen Zusammenhang wurde schon in der 2. Stunde hingewiesen). Würde also in einer Zf-Stufe eine Phasenverschiebung auftreten, so würde dies eine Verzerrung der übertragenen Frequenz bedeuten. Man kann deshalb Bandfilter bei Frequenzmodulation nur verhältnismäßig lose koppeln, wenn man das vom Sender ausgestrahlte breite Band unverzerrt verstärken will. Die dadurch bedingten Verluste in den Filtern führen neben anderen Gründen zu einem Mehrbedarf an Stufen.

Die sehr hohe Frequenz ergibt bei *Röhrenempfängern* noch die zusätzliche Schwierigkeit, daß hier die *Laufzeit* der Elektronen zwischen Katode und Steuergitter bereits eine Rolle spielt. Man hat zwar die Abmessungen der UKW-Röhren und damit auch den Abstand Katode–Gitter so stark wie möglich verkleinert, aber eine gewisse Grenze kann nicht unterschritten werden. Wenn aber die Elektronen bei irgendeiner Steuergitterspannung die Raumladungswolke verlassen haben, so hat sich die Gitterspannung (bei hohen Frequenzen), bis die Elektronen in den Gitterbereich selbst gelangen, bereits wieder geändert. Das wirkt sich so aus, daß der über die Gitter-Katode-Kapazität fließende Strom dann nicht mehr volle 90° Phasenverschiebung aufweist (was einem Eingangswirkleitwert = Null entspräche), sondern daß eine mit der Frequenz steigende Abnahme der Phasenverschiebung, also ein steigender Wirkleitwert, auftritt. In gleichem Sinne wirkt sich die Induktivität der Katodenzuleitung aus, die der Steuerstrom ja durchfließen muß. Beides zusammen ergibt, wie schon in der 21. Stunde erwähnt, eine Herabsetzung des bei niedrigen Frequenzen praktisch unendlich hohen Eingangswiderstandes.

Dieser sogenannte *elektronische Eingangswiderstand* r_e der Röhren, der erst oberhalb von etwa 50 MHz eine Rolle zu spielen beginnt, bereitete in der Anfangszeit des UKW-Rundfunks ziemliche Schwierigkeiten, denn die ursprünglich allein zur Verfügung stehende Pentode EF 14 aus der Stahlröhrenserie hatte zwar bei 10 MHz noch 50 kΩ, bei 100 MHz aber nur noch 0,5 kΩ Eingangswiderstand. Würde man diesen Widerstand einem üblichen Resonanzkreis der klassischen Wellenbereiche ($R_0 \approx 100$ kΩ) parallelschalten, so würde dieser zusammenbrechen. So hohe Resonanzwiderstände will man zwar bei UKW gar nicht erreichen, denn die Bandbreite wäre viel zu klein. Man baut vielmehr Kreise mit einer Bandbreite von

etwa 1000 kHz (das ist fast so viel wie der ganze MW-Bereich) und kommt dabei auf Resonanzwiderstände von 8...10 kΩ. Da man auch einem solchen Kreis nicht 0,5 kΩ parallelschalten durfte, mußte man den Kreis entsprechend anzapfen und den Eingangswiderstand hochtransformieren. Dadurch wurde aber die Steuerspannung sehr klein, und Röhren werden doch nur durch Spannung gesteuert.

Man schuf zuerst Pentoden mit hohem r_e, z. B. die EF 80 mit 2,5 kΩ und die EF 85 mit 2,25 kΩ bei 100 MHz und benutzte sie in Eingangsschaltungen (siehe Bild 28.6). Seither aber ging man zu neugeschaffenen steilen Trioden über (EC 86 bzw. ECC 85), bei denen man nicht nur einen Eingangswiderstand von $\approx$ 6 kΩ erzielte, sondern gleichzeitig auch den *äquivalenten Rauschwiderstand* ganz erheblich herabsetzen konnte.

Jeder Wirkwiderstand erzeugt als *Rauschen* bezeichnete Störspannungen, ein Gemisch aus ungezählten Frequenzen, das in der Hauptsache daher kommt, daß ein Strom sich aus einzelnen Ladungsträgern zusammensetzt. Das Rauschen resultiert aber auch aus sogenannten statistischen Schwankungen, die jedem Stromfluß eigen sind. Als Maß benutzt man das Rauschen der Widerstände, das mit dem Widerstandswert zunimmt. Man denkt sich dann das durch Röhren verursachte Rauschen in einem dem Gitter vorgeschalteten *äquivalenten* (= gleichwertigen) *Rauschwiderstand* r_{aeq} vereinigt und die Röhre selbst rauschfrei. In ausführlichen Röhrenunterlagen wird r_{aeq} (auch $r_{\ddot{a}}$) angegeben. Je höher sein Wert, desto stärker ist das durch diese Röhre dem *Signal* beigemischte Rauschen. Da nun das in der ersten Stufe erzeugte Rauschen von allen folgenden weiter verstärkt wird, kommt es ganz besonders auf diese erste Stufe an.

Das *Rauschen von Schirmgitterröhren* ist erheblich stärker als das von Trioden, denn jedes zusätzliche Gitter vermehrt das Rauschen, weil auf jedem Schirmgitter ein Teil der Elektronen landet. Die entsprechenden Zahlen für r_{aeq} sind: EF 80 = 1 kΩ, EF 85 = 1,4 kΩ, EC 86 = 230 Ω, EC 88 = 240 Ω und ECC 85 = 500 Ω. Da diese Doppeltriode etwa die gleiche Steilheit hat wie die Pentoden, die EC 86 sogar die doppelte (14 mA/V!), haben die steilen Spezialtrioden die Pentoden vollständig aus dem UKW-Baustein verdrängt, denn sie haben ja noch eine weitere Eigenschaft, die sie hier besonders geeignet macht: Ihr niedriger Innenwiderstand (5...10 kΩ) paßt besser zu den kleinen Kreiswiderständen im UKW-Bereich.

Bei neuen Geräten sind die Röhren durch die neu entwickelten *Transistoren* für hohe Frequenzen verdrängt. Bei diesen ist das Rauschen noch geringer.

Prüfungsfragen zur 31. Stunde

31a: Welche Nachteile hat der UKW-Bereich gegenüber den klassischen Wellenbereichen?

31b: Weshalb hat man trotzdem den UKW-Bereich gewählt, als es an Sendefrequenzen mangelte?

31c: Welche besonderen Vorteile bietet die Frequenzmodulation?

31d: Was versteht man unter dem elektronischen Eingangswiderstand einer Röhre?

31e: Wie mißt man das Rauschen?

32. STUNDE

Der Hochfrequenzteil im UKW-Super

Am Eingang des UKW-Teils findet man fast durchweg eine Vorstufe, die nicht nur dafür sorgt, daß ausreichende Empfangsenergie für die Mischung zur Verfügung steht, sondern die auch eine Abstrahlung der Oszillatorfrequenz mit ihren Oberwellen verhindert. Besonders die zweite Harmonische ist gefürchtet, denn sie fällt in den UKW-Fernsehbereich III und muß besonders beachtet werden. Um sie nicht zur Antenne gelangen zu lassen, baut man oft *Sperren* ein.

In den meisten Fällen ist der *Eingangskreis* vor der ersten Röhre (bzw. Transistor) nicht durchstimmbar, sondern auf Bandmitte *fest* abgestimmt. Man würde zwar an Empfangsenergie und an Rauschfreiheit gewinnen, wenn auch er durchgestimmt würde. Trotzdem liegt fast überall der abgestimmte Kreis in der Anodenleitung der Eingangsröhre (Kollektorkreis des ersten Transistors), von dem aus die Empfangsfrequenz in die Mischstufe eingekoppelt wird.

Im UKW-Bereich machen sich die Rückwirkungen (Bilder 18.6 und 18.7) besonders stark bemerkbar. Transistoren werden daher sehr häufig in *Basisschaltung* betrieben, und auch bei Röhren herrschte zuerst die *Gitterbasisschaltung* vor, wie sie **Bild 32.1** als Beispiel zeigt. Bei ihr liegt das Gitter an

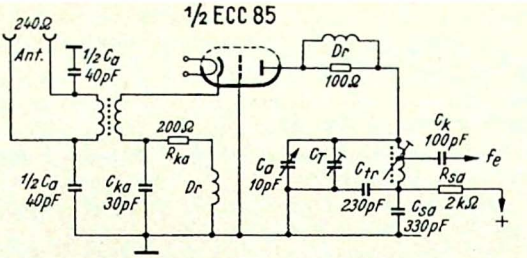


Bild 32.1. UKW-Eingangskreis mit Röhre in Basisschaltung

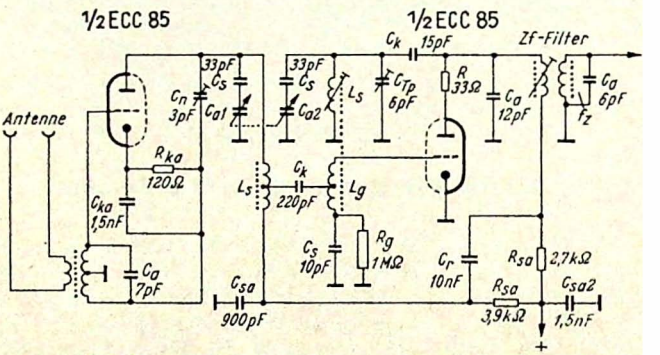


Bild 32.2. Vollständiger UKW-Baustein mit Spezial-Doppeltriode in Zwischenbasisschaltung

Masse und bildet daher eine Abschirmung zwischen Katode und Anode. Während die Gitter-Anodenkapazität hier unschädlich ist, wird die Kapazität $C_{k/a}$ sehr klein, so daß keine Neutralisation erforderlich wird. Äußerst klein wird allerdings auch der Eingangswiderstand der Röhre, der infolgedessen den Eingangskreis stark bedämpft. Weil außerdem der Anodenwechselstrom über die Katode, also auch über den Steuerkreis, fließt und hier eine starke Gegenkopplung bewirkt, ist auch die Verstärkung entsprechend herabgesetzt. (Im Antennenkreis liegen die beiden Kondensatoren in Reihe, die Kreiskapazität ist also 20 pF, und die beiden Antenneneingänge liegen dadurch symmetrisch zum Massepol.)

Die geschilderten Nachteile führten zur sogenannten *Zwischenbasisschaltung*, wie sie **Bild 32.2** zeigt. Hier liegt der

Erdungspunkt des Eingangskreises zwischen Gitter und Katode. Eingangswiderstand und Verstärkung sind daher höher, aber nun muß meist auch neutralisiert werden. Das geschieht im Beispiel durch den Trimmer C_n. In der Anodenleitung liegt der mit dem Drehkondensator $C_{a\,1}$ abstimmbare Zwischenkreis, von dem die Empfangsenergie über C_k auf die Gitterspule L_g des zweiten Röhrensystems gelangt. An dessen Anode ist über 15 pF der durch den Drehkondensator $C_{a\,2}$ abgestimmte Oszillatorkreis angekoppelt, der über L_g rückgekoppelt ist und schwingt. Im zweiten Röhrensystem erfolgt also die Mischung, und im Zf-Filter kann die Zwischenfrequenz abgenommen und weitergeleitet werden. Der vom Fußpunkt der Zf-Anodenspule abzweigende Spannungsteiler C_r/C_{sa} führt einen gewissen Teil der Zf-Spannung zum Gitter zurück und bewirkt eine Entdämpfung des Zf-Kreises (Mitkopplung).

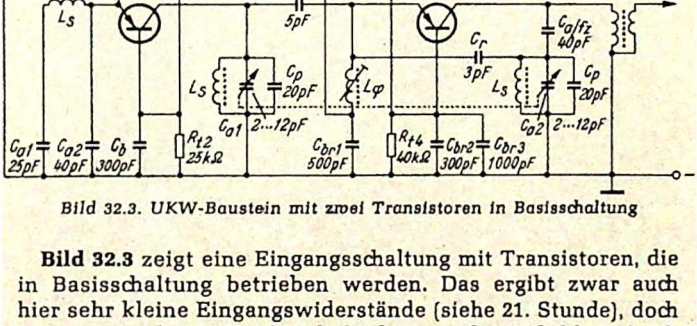


Bild 32.3. UKW-Baustein mit zwei Transistoren in Basisschaltung

Bild 32.3 zeigt eine Eingangsschaltung mit Transistoren, die in Basisschaltung betrieben werden. Das ergibt zwar auch hier sehr kleine Eingangswiderstände (siehe 21. Stunde), doch nimmt man das in Kauf und gleicht es nach Möglichkeit durch entsprechende Schaltmaßnahmen aus. Man tauscht aber dafür eine fünfmal höhere Schwingsicherheit ein (bei noch höheren Frequenzen arbeitet man auch bei Röhren vorzugsweise mit Gitterbasisschaltung). Bis zum Emitter des Mischtransistors ergeben sich keine nennenswerten Unterschiede gegenüber Röhrenschaltungen wie in Bild 32.1, nur ist die Basis nicht direkt mit Masse verbunden, um ihr die nötige Gleichspannung zuzuleiten. 300 pF haben aber in diesem Bereich nur einen kapazitiven Widerstand von 5...6 Ω.

Vom *Zwischenkreis* wird die Empfangsfrequenz durch C_k dem Emitter des zweiten Transistors zugeleitet. An dessen Kollektor findet sich der Oszillatorschwingkreis, der über C_r eine Rückkopplungsspannung an den Emitter liefert. Der Transistor würde trotzdem nicht zum Schwingen kommen oder nur ungenügend schwingen, denn die dem Emitter über C_r zugeführte Spannung wäre bei diesen hohen Frequenzen nicht in Phase mit der Spannung an $L_s/C_{a\,2}$. Um diese Abweichung zu beseitigen, ist die *Phasenkorrektionsspule* L_φ vor dem Emitter eingebaut, die meist einstellbar ist, um auf bestes Schwingen einstellen und insbesondere bei Transistorwechsel nachstellen zu können. Diese Spule hat also nur mit der Phasenlage, nicht mit der Abstimmung zu tun. Manchmal findet sich anstelle einer abgleichbaren Spule auch eine feste mit Paralleltrimmer. Die Kondensatoren $C_{br\,1}$, $C_{br\,2}$ und $C_{br\,3}$ gehören zu einer Brückenschaltung, die die an sich für die *Zwischenfrequenz* vorhandene Gegenkopplung nicht nur aufhebt, sondern sogar überkompensiert, so daß durch Mitkopplung eine Entdämpfung des Zf-Kreises entsteht, wie wir sie schon bei den Röhrenschaltungen kennenlernten.

Ein Beispiel für die Umschaltung der beiden Frequenzbereiche bei der Zwischenfrequenz zeigte schon Bild 31.2. Es gibt hier viele Abarten, das Prinzip ist aber immer das gleiche.

Zwischenfrequenzschaltungen mit Transistoren zeigen die Bilder 32.4 bis 32.6. An sich bestehen hier zwei Möglichkeiten: Basisschaltung aller Transistoren oder Emitterschaltung mit Neutralisation, wozu noch die dritte kommt, daß ein oder mehrere Transistoren für die niedrige Zwischenfrequenz in Emitterschaltung arbeiten, für die hohe aber auf Basisschaltung umgeschaltet werden. Hier ist schon viel Entwicklungsarbeit geleistet worden, ein endgültiger Standard (= Richtschnur, Norm) wird sich aber wohl erst später herausbilden.

Einen Zf-Verstärker mit drei Transistoren in *Basisschaltung* zeigt **Bild 32.4.** Hier werden durch die Schalter $S\,2$ und $S\,3$ für 10,7 MHz die AM-Primärspulen der Zf-Filter kurzgeschlossen. Für 460 kHz schließt $S\,2$ die Primärspule des FM-Filters kurz, $S\,3$ hingegen die FM-Koppelspule zum Emitter von $T\,3$. Der Kondensator $C_{k/ukw}$, der bei 10,7 MHz den Fußpunkt dieser Koppelspule an Masse legt, wird damit im AM-Bandfilter zur Kreiskapazität. Das ist eine bemerkenswerte Umschaltung.

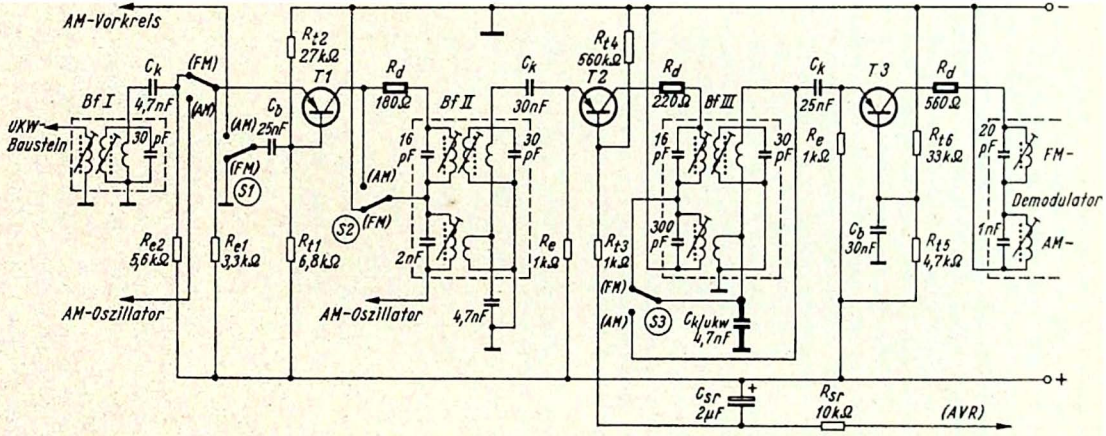


Bild 32.4. Zwischenfrequenzteil eines FM-AM-Supers mit Transistoren in Basisschaltung

Durchweg *Emitterschaltung* sehen wir hingegen in **Bild 32.5.** Hier muß nun die starke Rückwirkung der Transistoren, die sich auch noch bei 460 kHz schädlich auswirken kann, bei 10,7 MHz auf jeden Fall durch Neutralisation ausgeglichen werden. Das geschieht hier durch Abgleich der beiden Trimmer (Neutrodone) C_n, die jeweils zwischen $T1/T2$ und $T2/T3$ mit kleinen Koppelspulen in den Zf-Filtern in Reihe liegen und beim Abgleich des Gerätes auf möglichst geringe Rückwirkung eingestellt werden. Aus der Schaltung ist zu ersehen, daß der erste Trimmer nur bei 10,7 MHz wirkt, während beim zweiten in beiden Zf-Filtern Koppelspulen angebracht sind, in Reihe wie die Filter selbst. Nicht immer benutzt man solche Trimmer, denn sie brauchen eigentlich nur bei Austausch eines Transistors neu eingestellt zu werden, und das dürfte selten sein. Will man Aufbau und Abgleich vereinfachen, so baut man *Festkondensatoren* ($\sim$ 2...15 pF) ein, deren Wert durch Ausprobieren so festgelegt wird, daß sie bei normalen Streuungen der Transistoren ausreichen. – Die Stabilisatordiode D_{st} hält die Basisspannung von $T1$ trotz absinkender Batteriespannung auf gleicher Höhe, wie schon bei Bild 24.9 erklärt wurde.

Auch eine andere Möglichkeit wird benutzt: die *Umschaltung von Emitter- auf Basisschaltung*. In Wirklichkeit „schaltet" man dann aber meist nicht mechanisch, sondern elektronisch. Man nutzt also die schon früher erwähnte verschiedene Wirkung von Induktivitäten und Kapazitäten bei den weit auseinander liegenden Zf-Bereichen aus, und zwar auf verschiedene Weise. Als Beispiel, wie das gemeint ist, zeigt **Bild 32.6** bei $T2$ eine solche Umschaltung. Wenn, wie gezeichnet, auf UKW geschaltet ist, trennt die an der Basis von $T2$ angebrachte UKW-Drossel die Basis hochfrequenzmäßig von Masse ab und leitet nur für den dort zugeführten Gleichstrom. Der Emitter hingegen ist über 5 nF für die hohen Frequenzen an Masse gelegt, so daß sich eine Emitterschaltung ergibt. Für 455 kHz dagegen wirkt die kleine Drossel wie eine Drahtverbindung und legt die Basis an Masse. Der am Emitter liegende 5-nF-Kondensator aber legt sich mit dem am Fußpunkt der AM-Sekundärspule angebrachten Kondensator 20 nF in Reihe, das ergibt 4 nF als Schwingkreiskapazität des AM-Sekundärkreises.

Aufmerksame Leser werden fragen, wo hier überhaupt eine *Neutralisation* sei und warum ausgerechnet für UKW die Emitterschaltung gewählt wurde. Dazu ist zu sagen, daß die

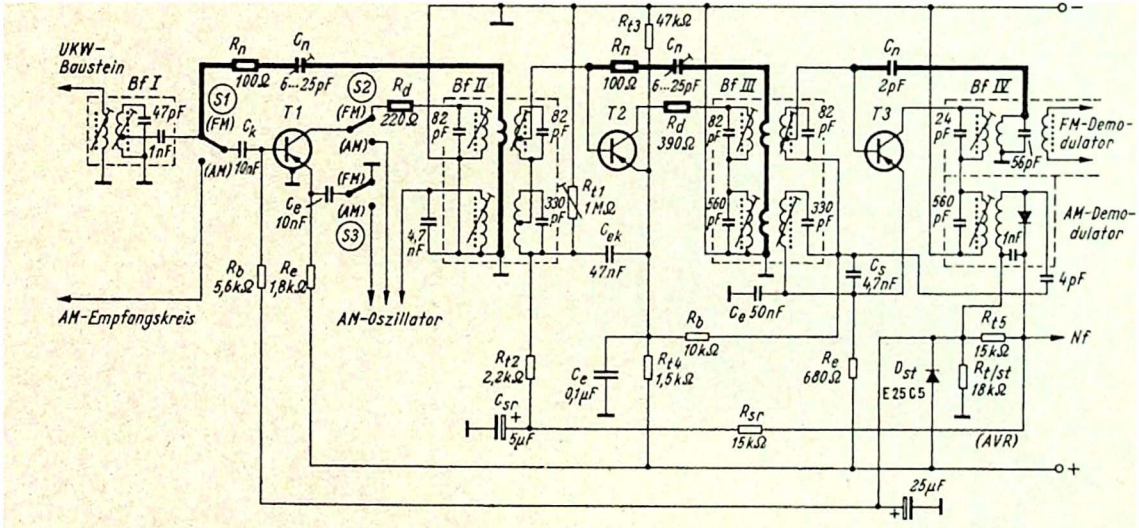


Bild 32.5. Zwischenfrequenzteil eines FM-AM-Supers mit Transistoren in Emitterschaltung mit Neutralisation

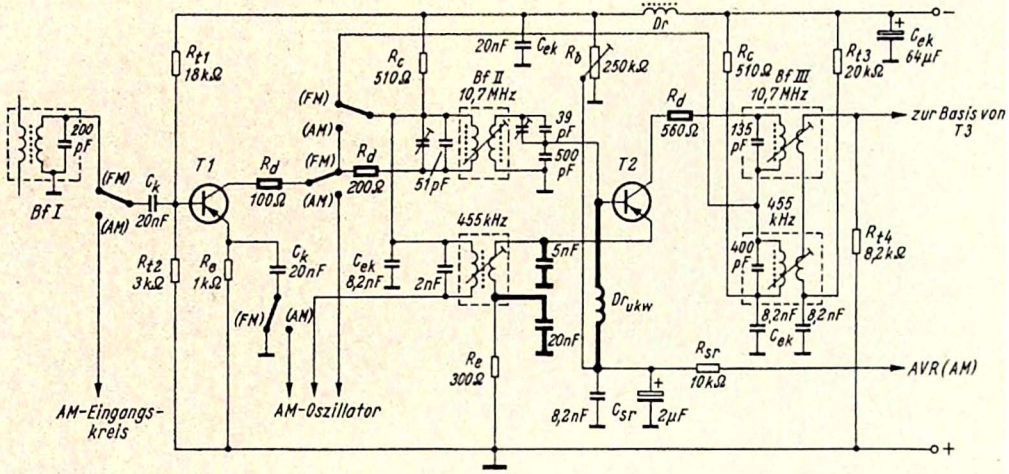


Bild 32.6. Beispiel einer elektronischen Umschaltung von Basis- auf Emitterschaltung im Zf-Verstärker

Neutralisation für diesen Bereich durch fein ausgeklügelte konstruktive Maßnahmen beim Aufbau der Bandfilter erzielt wurde, die eine auftretende Rückwirkung nur so stark zur Auswirkung kommen lassen, daß wohl eine gewisse Entdämpfung eintritt, aber kein Schwingen. Weil solche (gewissermaßen „innere") Neutralisation wohl kaum je für beide Zf-Bereiche gleichzeitig erzielbar wäre, macht man dann derartige *(elektronische) „Umschaltungen"*. Im ganzen gibt es auf diesem Gebiet eine große Vielfalt von Schaltungen, und es sollte an Hand der Beispiele nur gezeigt werden, worauf es hier ankommt und wie man den Schwierigkeiten begegnet.

Alle hier beschriebenen Schaltungen arbeiten mit bipolaren Transistoren. Durch Anwendung von FET und MOSFET im Hoch- und Zwischenfrequenzteil ergeben sich neuerdings ähnliche Schaltungsmöglichkeiten wie bei Röhren, und die Schaltungen können dadurch übersichtlicher werden.

Eine Besonderheit des FM-Zf-Teils ist die *Amplitudenbegrenzung*. Bei der Frequenzmodulation wird, wie erläutert, an sich ein Schwingungszug mit stets gleicher Amplitude abgestrahlt, bei dem sich nur die Frequenz entsprechend der Modulation ändert. Geringfügige Schwankungen der Amplitude, die bei der Modulation mit entstehen, würden beim Empfang nicht stören. Nun werden aber meist zusammen mit den Senderschwingungen elektrische Störungen aus der Umgebung, z. B. von Zündfunken und Motoren, und außerdem Störsender aufgenommen, die an der gekrümmten Kennlinie des Eingangsvierpols (Röhre oder Transistor) dem empfangenen Schwingungszug aufmoduliert werden. Das gleiche geschieht manchmal mit einem eingekoppelten Netzbrummen. Alle diese Störungen pflegen sich hauptsächlich als *Amplitudenmodulationen* auszuwirken, die am Ende auch hörbar werden, wenn man dagegen keine Vorsorge trifft. Das beste Mittel ist, nur eine bestimmte Amplitudenhöhe zuzulassen und alle darüber hinausragenden Spitzen abzuschneiden („abzukappen"). **Bild 32.7** zeigt stark schematisiert, wie das gemeint ist. Alle schraffierten Amplitudenspitzen werden vernichtet. Dadurch entstehen in größerem Umfange oben abgeflachte Schwingungen, und von Sinusform kann vielfach keine Rede mehr sein. In einem AM-Demodulator ergäbe das eine große Zahl von Harmonischen (siehe Grundlagen[1])),

[1]) Die elektrischen Grundlagen der Radiotechnik, Abschnitt 6.9.

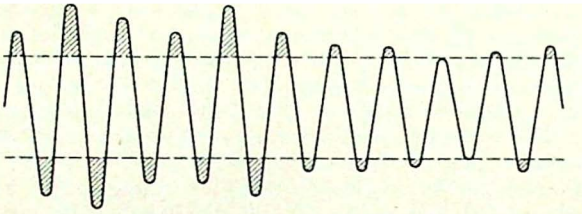


Bild 32.7. Schematische Darstellung der Amplitudenbegrenzung

und eine derartige Kurvenform würde sich bei Amplitudenmodulation als völlige Vernichtung der Modulation auswirken. Bei Frequenzmodulation hingegen treten dadurch weder Verzerrungen noch sonstige Beeinträchtigungen auf. Die Modulation liegt ausschließlich in den Frequenzänderungen, und die bleiben ja unverändert erhalten. Zwar entstehen trotz „Abkappung" noch geringe Störungsreste, sie machen sich aber normalerweise fast nicht bemerkbar.

Eine *Amplitudenbegrenzung* im Zf-Teil erzielt man bei Röhrenschaltungen meist dadurch, daß man eine Pentode mit erheblich herabgesetzter Schirmgitterspannung betreibt. Diese Stufe wird bei Überschreitung einer bestimmten Amplitudenhöhe übersteuert und schneidet daher alle höheren Amplituden ab.

Auch *Transistoren* kann man so einstellen, daß sie in dieser Art die Amplitudenspitzen abschneiden. Hier verwendet man aber meist alle Zf-Stufen als Begrenzer, indem man sie entsprechend übersteuert. Bei ihnen tritt jedoch bei starken Amplitudenspitzen eine große Änderung der Sperrschichtkapazität auf, die sich in einer Verstimmung der Kollektorkreise auswirken würde. Um das zu verhindern, pflegt man in die Kollektorleitungen *Dämpfungs-* bzw. *Stabilisierungswiderstände* R_d einzubauen. Sie sind in den Bildern 32.4 bis 32.6 stark gezeichnet und daher leicht zu finden.

Prüfungsfragen zur 32. Stunde

32a: Welche Verstärkerschaltungen wendet man im UKW-Hf-Teil an, wenn man nicht neutralisieren will?

32b: Was spricht gegen diese Schaltungsart, und welche andere kann man anwenden?

32c: *Was kann man unter elektronischer Umschaltung verstehen?*

32d: *Was versteht man unter Amplitudenbegrenzung, und zu welchen Zwecken wird sie angewandt?*

32e: *Welche Methoden der Amplitudenbegrenzung wurden bereits besprochen?*

33. STUNDE

Demodulation frequenzmodulierter Sendungen

Die Nf-Signalspannung beim Rundfunk ist ihrer Natur nach eine Wechselspannung mit dauernd wechselnden Amplituden oder eine mit einer solchen Wechselspannung überlagerte Gleichspannung. Daß aus dem frequenzmodulierten Wellenzug eine solche Signalspannung mit der üblichen Gleichrichtung nicht herausgeholt werden kann, ist einleuchtend. Es muß vielmehr ein Kniff angewandt werden, um die Frequenzänderungen in die ursprünglichen Amplitudenänderungen zurückzuverwandeln und sie dann durch Gleichrichtung hörbar zu machen.

Am einfachsten kann das im *Flankengleichrichter* dadurch geschehen, daß man nicht auf die Spitze des letzten Resonanzkreises abstimmt, sondern auf eine Flanke der Resonanzkurve; man verlegt die Resonanzfrequenz dieses *Kreises* also neben die Empfangsfrequenz, wie **Bild 33.1** zeigt.

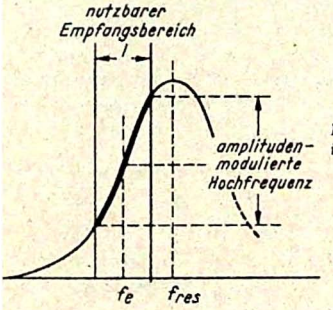


Bild 33.1. Umwandlung der Frequenz- in eine Amplitudenmodulation bei der Flankendemodulation

Sobald die Frequenz der ankommenden Welle schwankt, wird innerhalb des angedeuteten Bereichs die *Spannung* entsprechend schwanken, wobei es gleichgültig ist, welche Flanke man benutzt. Wenn die so entstehenden Spannungs-, also *Amplitudenschwankungen* aber den Frequenzschwankungen genau entsprechen sollen, muß der benutzte Teil der Resonanzkurve wirklich gerade sein. Vollkommen ist das bei Resonanzkurven überhaupt nicht zu erreichen, außerdem aber kann der annähernd gerade Flankenteil keine sehr großen Frequenzschwankungen erfassen. Zwar hat man Schaltungen entwickelt, bei denen eine Flanke künstlich verbreitert und begradigt wurde, aber der erzielbare Frequenzumfang bleibt klein gegenüber dem üblichen Frequenzhub von ± 75 kHz oder mehr. Damit aber gehen die Vorteile der Frequenzmodulation fast völlig verloren, so daß diese Schaltung keine Bedeutung mehr hat.

Man hat aber im Anfang versucht, mit dem damals noch sehr verbreiteten Audion (18. Stunde) auch FM-Sendungen zu empfangen. Dabei kam zur schmalen Resonanzkurve hinzu: die geringe Empfindlichkeit dieser Schaltung im Verhältnis zu der zuerst sehr kleinen Energie der UKW-Sender und der oft nicht geringen Entfernung. So kam man zu dem insbesondere von Armstrong durchgebildeten *Pendelaudion*, früher „Supergenerativschaltung" genannt. Weil, wie früher erläutert, der Kreis eine um so höhere Leistung erbringt, je mehr er entdämpft wird, ließ man hier das Audion dauernd zwischen schwingendem und nichtschwingendem Zustand hin- und herpendeln. Es wurde so eingestellt, daß ein Optimum (= Bestwert) an Empfangsleistung erzielt wurde. Da das Schwingen sofort nach dem Einsetzen mit einer hohen, unhörbaren Frequenz immer wieder unterbrochen wurde, hätte es den Empfang nicht stören dürfen. Es führte aber doch zu erheblichem Rauschen. Erzeugt wurde die Pendelfrequenz entweder durch einen besonderen Oszillator oder manchmal auch im Schwingkreis selbst. Eine weitere Möglichkeit bestand darin, daß man durch einen besonders hohen Gitter-

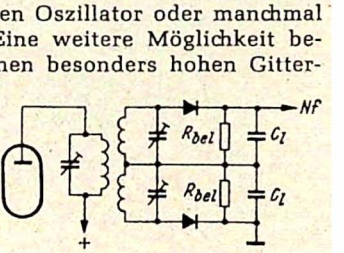


Bild 33.2. Gegentakt-Gleichrichter für frequenzmodulierte Schwingungen

ableitwiderstand das Steuergitter periodisch (= regelmäßig wiederkehrend) blockierte, worauf die Schwingungen abrissen. Dies war ein sogenannter *Sperrschwinger*, wie er neuerdings in der Elektronik vielfach verwendet wird. Allen diesen „Pendlern" war aber eine Unart gemeinsam: Die Pendelfrequenz wurde von der Antenne abgestrahlt und störte in der Umgebung.

Heute ist der Aufbau eines Rundfunkempfängers als Superhet so gut wie selbstverständlich. Bei ihm hat man eine frequenzmodulierte Zwischenfrequenz, die vielfach bereits durch Begrenzer von Amplitudenstörungen befreit ist. Diese könnte man einem *Gegentaktgleichrichter* zuführen, dessen Schema **Bild 33.2** zeigt. Der letzte Zf-Kreis ist hier mit zwei Sekundärkreisen gekoppelt, die symmetrisch zu ihm verstimmt sind, d. h. der eine um einen gewissen Betrag höher, der andere um gleich viel tiefer in der Frequenz, so daß man einen *Gegentakt-Flankengleichrichter* erhält. Bei richtigem Abgleich ergibt sich hierbei eine zusammengesetzte gemeinsame Gleichrichterkennlinie nach **Bild 33.3** (wir erinnern uns an Bild 15.4 bei der Gegentaktverstärkung). Hier ergibt sich allerdings nicht die Summe, sondern die *Differenz* der beiden Nf-Spannungen. Eine gerade Demodulator-Kennlinie erhält man aber nur, solange die Sekundärkreise in der Resonanz in einem genau gleichen Abstand über und unter der des Primärkreises liegen. Das über längere Zeit zu erzielen, ist so schwierig, daß man diese Art verlassen hat.

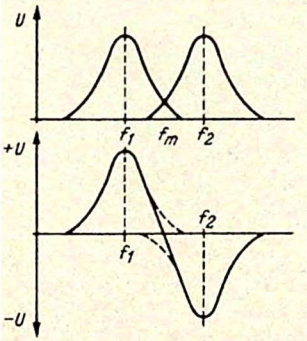


Bild 33.3. Die beiden Resonanzkurven des Gegentakt-Gleichrichters ergeben zusammen eine gestreckte S-Kurve

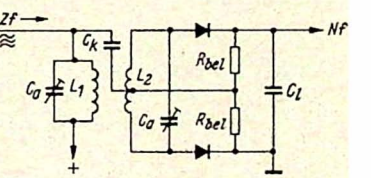


Bild 33.4. Prinzipschaltung des Phasendiskriminators oder Rieggerkreises

In **Bild 33.4** sehen wir eine Verbesserung dieser Schaltung, den sogenannten *Rieggerkreis*, auch *Phasendiskriminator* (= -absonderer, -abtrenner) genannt. Hier werden beide Kreise auf die Zwischenfrequenz abgestimmt, und wenn genau die Resonanzfrequenz ankommt, ist die Phase im Sekundär- gegen den Primärkreis um genau 90° verschoben. Bei Abweichungen von der Grundfrequenz, die ja das Charakteristikum (=hervorstechende Eigenschaft) der Frequenzmodulation sind, ändert sich der Grad dieser Phasendifferenz nach oben und unten entsprechend den primären Abweichungen. Über den Kopplungskondensator C_k wird nun aber zusätzlich in den Sekundärkreis eine zweite Spannung mit der Phasenlage des Primärkreises eingekoppelt. Diese Spannung addiert sich zu den Spannungen in den beiden Spulenhälften. Aber diese Spannungen haben ihr gegenüber in der einen Spulenhälfte positives, in der anderen negatives Vorzeichen. So kommt es, daß in einer Hälfte die Spannung vergrößert, in der anderen verkleinert wird. In welcher Weise sich Schwingungen gleicher Frequenz, aber verschiedener Phasenlage zusammensetzen zu Schwingungen der gleichen Frequenz, aber mit vergrößerter oder verkleinerter Amplitude, war in Bild 6.3 gezeigt worden. Bei jeder Abweichung von der Resonanzfrequenz, in laufender Folge also bei Frequenzmodulation, entstehen am oberen und unteren Ende von L_2 verschieden große Hf-Spannungen, die durch die Dioden im Gegentakt gleichgerichtet werden und am Ladekondensator als Niederfrequenz erscheinen, und zwar auch hier wieder in Form der Differenz.

Die bisher besprochenen Schaltungen haben alle einen Nachteil: Sie geben auch alle Amplitudenmodulationen (Störungen) wieder, die nachträglich in die Sendung hineingelangt sind. Sie erfordern daher den schon besprochenen Begrenzer. Der aber verlangt eine erhöhte Zf-Verstärkung. Daher hat inzwischen eine Abwandlung des Rieggerkreises, der *Verhältnis-* oder *Ratiodetektor* (engl. Aussprache: réescho), der von Amerika zu uns kam, alle anderen Demodulatoren so gut wie verdrängt. Er demoduliert nicht nur und erzeugt nicht nur die *Summenspannung* (höherer Wirkungsgrad!), er bringt zugleich auch noch einen guten Ausgleich der Amplitudenmodulationen zustande und kommt dadurch mit viel geringerer Zf-Verstärkung aus. **Bild 33.5** zeigt ein Beispiel dieses in vielen Varianten gebauten Demodulators.

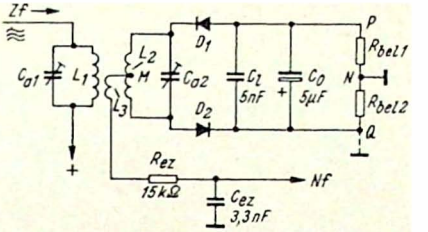


Bild 33.5. Verhältnis- oder Ratiodetektor

Die Hauptunterschiede gegen den Rieggerkreis sind die entgegengesetzt gepolten Dioden, die nur in *einer* Richtung Strom fließen lassen, so daß die Spannungen sich summieren, sowie der große Kondensator C_0, der zwischen 4 und 10 μF zu liegen pflegt und mit dem Lastwiderstand R_{bel} zusammen eine Zeitkonstante von einigen Zehntelsekunden besitzen soll. Meist üblich, aber nicht unbedingt charakteristisch (= kennzeichnend) ist die Einkopplung der Hilfsspannung durch die Spule L_3 in den Sekundärkreis. L_2 ist, wie üblich, mit L_1 lose induktiv gekoppelt, L_3 dagegen sehr fest. So wie beim Rieggerkreis durch C_k wird hier also bei Frequenzabweichungen durch L_3 eine zusätzliche Hf-Spannung eingekoppelt, die in der einen Hälfte von L_2 die Spannung erhöht, in der anderen herabsetzt, und zwar immer abwechselnd entsprechend der Frequenzabweichung und ihr stets proportional. Die Spannung am Punkt *M*, die ohne Modulation unverändert bliebe, rutscht also bei Einkopplung von Frequenz- und damit Phasenabweichungen gewissermaßen im Takt mit ihnen auf- und abwärts, und zwar so, als würde in einem Modell nach **Bild 33.6** die gekuppelte Einstellvorrichtung für die Selbstinduktionen der beiden Hälften von L_2 im Takt der Modulation so betätigt, daß die Selbstinduktion der einen Spulenhälfte zunähme, während die der anderen in gleichem Maße abnähme. Gegenüber einem festgehaltenen Punkt *N* (in Bild 33.5) schwankt also die Spannung am Punkt *M* im Gleichtakt mit der Frequenzmodulation. Da nun durch die Dioden D_1 und D_2 außerdem eine Gleichrichtung erfolgt, kann am Punkt *M* die Niederfrequenz direkt abgenommen werden. Sie wird über ein Entzerrungsglied (zur Desakzentuierung) ähnlich dem gezeichneten dem Nf-Verstärker zugeleitet.

Sobald von L_1 außer der Signalspannung auch noch Amplitudenmodulationen in L_2 eingekoppelt werden, werden natürlich auch sie dem Signal beigemischt, wenn sie nicht beseitigt

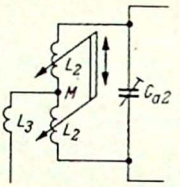


Bild 33.6. Modellvorstellung für die Wirkung der durch L_3 in die beiden Spulenhälften eingekoppelten Spannungen

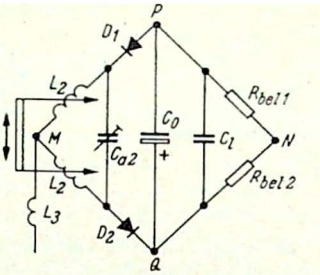


Bild 33.7. Umzeichnung des Ratiodetektors als Brückenschaltung

werden, ehe sie wirksam werden können. Das aber geschieht durch den großen Kondensator C_0. Er ist natürlich im Betrieb auf den Mittelwert der ankommenden Hochfrequenz aufgeladen. Erhöht sich jetzt die Amplitude der Hochfrequenz, so müßte C_0 höher aufgeladen werden. Diese Zusatzbelastung wirkt sich aber auf den speisenden Bandfilterkreis so aus, als läge ihm ein kleinerer Widerstand parallel. Das bedeutet eine stärkere Bedämpfung dieses Kreises und dadurch ein Absinken der von ihm gelieferten Spannung. Dem Ansteigen der Spannung und damit dem Wirksamwerden einer Amplitudenmodulation wirkt also C_0 kräftig entgegen. Genau das Entgegengesetzte ergibt sich bei Absinken der Hf-Spannung durch eine Amplitudenmodulation: C_0 ist höher aufgeladen, als der gleichgerichteten Spannung entspricht. Er und die Belastungswiderstände ziehen daher nicht, wie im Normalfall, Strom aus dem speisenden Kreis. Dieser ist also entdämpft, und die Spannung kann infolgedessen kaum absinken. Und hier liegt der entscheidende Unterschied zu der in der 32. Stunde beschriebenen Amplitudenbegrenzung: Durch die Bedämpfung abgesenkt werden hier nur die tatsächlich zu hohen Amplituden, während zu kleine durch die eintretende Entdämpfung auf den Mittelwert angehoben werden.

Bild 33.7 zeigt die ganze Vorrichtung noch einmal, umgezeichnet in Form einer Brückenschaltung. In der Diagonale *P*...*Q* wird die Spannung durch C_0 festgehalten. Ehe dieser Kondensator seine Spannung erhöhen oder ermäßigen kann, ist die verursachende Amplitudenmodulation bereits vorbei. Auch am Punkt *N* ändert sich nichts, denn die Gesamtspannung wird durch die beiden Widerstände R_{bel} stets im gleichen Verhältnis aufgeteilt. Der Punkt *M* jedoch bedeutet nur

so lange die Mitte sowohl der Hf-Spannung als auch der gleichgerichteten, wie dem Kreis $L_2\,C_{a2}$ vom Primärkreis nur seine Resonanzfrequenz angeliefert wird. Sobald Frequenzmodulationen eintreffen, die Frequenz also nach oben und unten abweicht, entstehen in den beiden Hälften von L_2 verschieden hohe Spannungen, genau mit der Modulation wechselnd. Das heißt aber, daß auch die durch die Dioden gelieferte Gleichspannung im gleichen Rhythmus mit der Frequenzmodulation ungleich auf die Spulenhälften verteilt ist. Die Spannung an der Diagonale *M*...*N* schwankt also genau entsprechend den Frequenzabweichungen. Am Punkt *M* kann daher direkt die Nf-Spannung abgenommen werden, die dem aufmodulierten Signal entspricht. Der Name *Verhältnisgleichrichter* kommt daher, daß aus dem Verhältnis der beiden Spannungen in den Hälften von L_2 die Nf-Spannung gewonnen wird.

Daraus ergibt sich auch, daß es praktisch keinen Unterschied macht, ob der Punkt *N* als Gegenpol für die Niederfrequenz gewählt wird oder ob man, wie in Bild 33.5 gestrichelt eingezeichnet, statt dessen den Punkt Q an Masse legen würde. Man könnte dann einen einzigen Lastwiderstand R_{bel} anbringen und käme so zu einem *unsymmetrischen* Verhältnisgleichrichter, während Bild 33.5 einen *symmetrischen* darstellt. Auch viele andere Änderungen sind möglich, ohne daß der Charakter der Schaltung sich grundlegend ändert. Zum Beispiel ist die Einkopplung einer mit dem Primärkreis phasenstarren Zusatzspannung bei *M* nicht nur, wie in den Bildern 33.4 und 33.5 gezeigt, durch einen Kondensator oder eine dritte Spule möglich, sondern sie wird auch zuweilen dem Punkt *M* vom Primärkreis her durch einen Widerstand zugeführt. Das ändert nichts am Prinzip.

Es gibt noch weitere Demodulatoren, z. B. den *φ-Detektor*, bei dem durch multiplikative Mischung zweier phasenverschobener Spannungen in einer Nonode (Enneode) eine Demodulation und sehr wirksame Begrenzung erzielt wird, ferner den *mitgezogenen Oszillator* u. ä. Da sie aber bei uns in Rundfunkgeräten nicht angewandt werden, erübrigt sich ihre Erläuterung.

Prüfungsfragen zur 33. Stunde

33a: Worin liegt der Unterschied bei der Demodulation frequenzmodulierter und amplitudenmodulierter Wellen?

33b: *Worin liegt die Besonderheit des Rieggerkreises? Wie nennt man ihn noch?*

33c: *Welche Unterschiede im Aufbau weist der Ratiodetektor gegenüber dem Rieggerkreis auf?*

33d: *Worin liegen die besonderen Vorteile des Ratiodetektors?*

33e: *Wodurch ermöglicht der Ratiodetektor Ersparnisse an Zf-Verstärkung gegenüber anderen FM-Demodulatoren?*

34. STUNDE

Der UKW-Stereo-Rundfunk

Am Ende der 29. Stunde war schon das Grundsätzliche über die stereofone Musikwiedergabe gesagt worden. Sie hat einen großen Freundeskreis gefunden, weil sie einen weiteren Schritt zu einem naturgetreuen Klang bedeutet. Dabei ist weniger wichtig, daß man stets den genauen Ort jedes Instruments u. ä. erkennt, als daß man das Klangbild als „durchsichtiger" empfindet. Die Anwendung beim Rundfunk wurde daher immer häufiger gefordert, vor allem von der großen Hi-Fi-Gemeinde. Man konnte aber nicht den früher in Berlin ausprobierten Weg über zwei Sender gehen, denn er war zu aufwendig. In der Folge wurden einige Verfahren erarbeitet, nach denen beide Seiteninformationen (*L*[inks] und *R*[echts]) von einem Sender in einem Kanal ausgestrahlt und vom Empfänger *stereofon* wiedergegeben werden können. Von ihnen wurde das *Pilottonverfahren* in Amerika serienreif durchentwickelt und dort 1961 als verbindlich erklärt. Auch bei uns wurde es probeweise eingeführt und inzwischen vom CCIR (Internationaler beratender Ausschuß für den Funkdienst) offiziell empfohlen. Seither senden alle deutschen Sender nach diesem Verfahren.

Die besondere Schwierigkeit bestand in der Forderung nach *Kompatibilität* (≈ Vereinbarkeit). Das heißt: Das ausgesandte Stereo-Signal muß von allen vorhandenen Mono-Empfängern verarbeitet werden können, ohne daß die darin enthaltenen Seiteninformationen irgendwie stören. Das ausgesandte

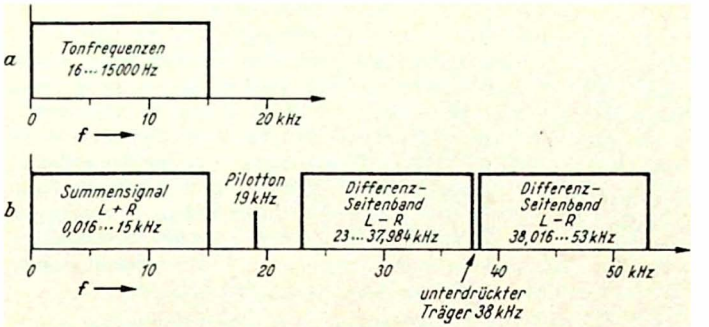


Bild 34.1. Das Mono-Niederfrequenz-Signal (a) und das Stereo-Multiplex-Signal (b) beim UKW-Rundfunk

Stereosignal muß also zuerst einmal ein gleiches *Summensignal (L + R)* enthalten, wie es bislang allein ausgesandt wurde. Hinzukommen müssen *Seiteninformationen*, mit deren Hilfe jeder Stereo-Empfänger die Klangbilder *L* und *R* herauslösen und den dafür vorgesehenen Verstärkerkanälen zuleiten kann. Auf solche Art ergibt sich ein *Multiplex-Signal* (≈ Vielfach-Signal).

Bild 34.1 zeigt eine Gegenüberstellung des bisherigen Monosignals (oben) und des Multiplex-Signals nach dem *Pilottonverfahren*. Dabei sind die hinzukommenden Signale weit ausgedehnter als das bisher übliche Mono-UKW-Signal, das gegenüber den klassischen Bereichen schon äußerst breit war. Infolgedessen ist leicht einzusehen, daß bei einer solchen Modulation noch sehr viel mehr und viel stärkere Seitenfrequenzen entstehen als bei Mono-Modulation. Daraus ergibt sich, daß für gute Stereo-Wiedergabe eine noch größere Durchlaßbreite erforderlich ist als früher für Mono. 240 kHz Durchlaßbreite des Zf-Verstärkers ohne nennenswerten Abfall an den Rändern und ohne Phasenverzerrungen sind für gute Stereo-Wiedergabe die *Mindest*forderung, besser sind 300 kHz. Hieraus erklärt sich, daß bei weitem nicht alle älteren Mono-Geräte umgerüstet werden können.

Das Signal baut sich auf aus dem *Summensignal (L + R)*, bis 15 kHz reichend, der *Pilotfrequenz 19 kHz* und den beiden *Seitenbändern (L − R)*, die von 23 bis 37,984 kHz und von

38,016 bis 53 kHz reichen. Diese Seitenbänder entstehen dadurch, daß man eine Hilfs-Trägerfrequenz 38 kHz mit dem Signal (L – R) amplitudenmoduliert, aber diesen Hilfsträger dabei wieder unterdrückt. Infolgedessen lassen sich die Seitenbänder nicht ohne weiteres demodulieren. Man muß ihnen vielmehr vorher die Trägerfrequenz wieder zusetzen, und zwar in genau richtiger Phasenlage. Um das zu ermöglichen, wird der Sendung der Pilotton 19 kHz zugefügt. Aus ihm wird im Sender der Hilfsträger durch Frequenzverdopplung gewonnen, und dasselbe macht man zumeist im Empfänger. Man kann aber auch im Empfänger 38 kHz erzeugen und diesen Oszillator mit dem Pilotton synchronisieren.

Würde man die Trägerfrequenz 38 kHz im Sender nicht unterdrücken, so würde sie zusammen mit den Seitenbändern übermäßig viel vom verfügbaren Aussteuerungshub des UKW-Senders beanspruchen. Dadurch würde die Übermittlung des für alle Empfänger gleich wichtigen Summensignals unverhältnismäßig stark beeinträchtigt. Wenn von der Seiteninformation nur die Modulation übertragen wird, geschieht das hingegen nicht; daher unterdrückt man den Träger. Den Pilotton fügt man nur in solcher Stärke hinzu, daß sie ausreicht, im Stereoempfänger den Hilfsträger *phasenrichtig* wiederherzustellen und dann neu zu modulieren.

Die Notwendigkeit der Kompatibilität beeinflußt aber auch entscheidend die Art der Aufnahme von Stereosendungen. Wir haben beim natürlichen Hören zwei Kriterien (= Kennzeichen, entscheidende Merkmale), die uns die Ortung der Schallquellen ermöglichen: die *Laufzeitunterschiede* des Schalles und die Unterschiede in seiner *Intensität* (= Stärke, Kraft der Einwirkung). Nur letztere sind für unsere Zwecke ausnützbar, wie im folgenden gezeigt werden soll.

Laufzeitunterschiede entstehen natürlich immer, wenn die Schallquelle sich nicht auf der Mittelachse unseres Kopfes oder unmittelbar daneben befindet. Der Schall erreicht dann das eine Ohr direkt, zu dem anderen muß er erst um den Kopf herumlaufen. Die sich dabei ergebenden Zeitunterschiede sind zwar sehr gering: 0,63 Millisekunden bei der höchstmöglichen Abweichung von 90° und nur 0,28 Millisekunden bei 30° Abweichung von der Symmetrieebene. Aber diese winzigen Zeitunterschiede genügen unserem Gehör, zumindest bei mittleren und höheren Frequenzen, um eine erstaunlich genaue Richtungsbestimmung zu ermöglichen. Zu Hilfe

nimmt sich das Gehör dabei die sich außerdem ergebenden *Intensitätsunterschiede*, da natürlich das von der Schallquelle abgewandte Ohr schwächeren Schall empfängt. Beide Ortungsmöglichkeiten ergänzen sich gegenseitig. Allerdings sind beide frequenzabhängig, und man kann sagen, daß etwa unter 300 Hz eine Ortung auf keine Art möglich ist. Unter 750 Hz ist sie so schwierig und ungenau, daß man diese tiefen Frequenzen bei der Wiedergabe irgendwo, z. B. in der Mitte zwischen den Hochton-Seitenlautsprechern oder sogar an einer Seite, abstrahlen kann, ohne daß dies den räumlichen Eindruck stört.

Zwei Schallsignale mit Laufzeitunterschieden, wie sie bei der anfangs üblichen *A-B-Stereofonie* mit rechts und links angebrachten Mikrofonen entstehen, ergeben aber kein brauchbares Summensignal, weil sich beim Zusammenführen phasenverschobener Signale bei den verschiedensten Frequenzen Amplitudenerhöhungen und -ermäßigungen bis zum Auslöschen ergeben, wie schon früher in Bild 6.3 dargestellt wurde. Aus diesem Grunde ist man für die Rundfunkstereofonie allein auf die Intensitätsunterschiede als Seiteninformation angewiesen. Man setzt dazu zwei gleiche Mikrofone übereinander, so daß praktisch keine Laufzeitunterschiede entstehen, und verdreht sie gegeneinander um 90°. Man verwendet zudem Mikrofone, die besonders auf Schalldruckunterschiede ansprechen. Die verschiedenen Schallquellen werden dadurch je nach ihrer Lage zum Mikrofonstandort im linken und im rechten Lautsprecher mit z. T. recht unterschiedlicher Lautstärke erscheinen. Man nennt diese Art *Intensitäts-* oder *X-Y-Stereofonie*, und mit ihr gelingt es, eine gute Ortungsmöglichkeit zu schaffen, ohne daß das besonders wichtige Summensignal beeinträchtigt wird.

Die Signale $(L + R)$ und $(L - R)$ gewinnt man, indem man die Wechselspannungen der Mikrofone L und R einmal phasengleich zur Summe, zum andern mit um 180° in der Phase gedrehtem R-Signal zur Differenz zusammenführt. Man kann sich das am einfachsten klarmachen, wenn man an zwei Mikrofonübertrager $\ddot{U}_L$ und $\ddot{U}_R$ mit je zwei Sekundärwicklungen denkt, die nach **Bild 34.2** für die Summe gleichsinnig, für die Differenz gegensinnig in Reihe geschaltet sind. Beim Sender wird für diesen Zweck allerdings meistens eine sogenannte *Matrix* verwendet, wie sie **Bild 34.3** in schematischer Form zeigt. Wir wissen, daß in der Mathematik eine recht-

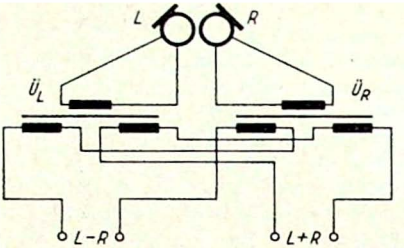


Bild 34.2. Herstellung von Summen- und Differenzsignal mittels zweier Mikrofon-Übertrager $\ddot{U}_L$ und $\ddot{U}_R$

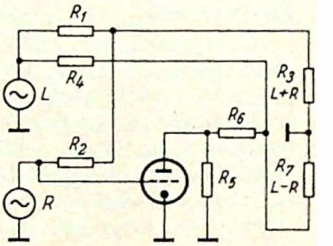


Bild 34.3. Schema einer Sender-Matrix zur Herstellung von Summen- und Differenz-Signal

eckige Anordnung von Zahlen als Matrix bezeichnet wird. Hier versteht man darunter eine etwa rechteckige Anordnung von Schaltelementen, die in umgekehrter Funktion dann auch wieder im Empfänger zur Trennung der Seitensignale benutzt werden kann (Bild 34.7). Von den beiden mit L und R bezeichneten Schallquellen fließen die Signale über die Trennwiderstände R_1 und R_2 nach R_3, wo daher die Summe $S = L + R$ zur Verfügung steht. R_4 leitet das L-Signal ebenfalls unverändert nach R_7, wohingegen das R-Signal erst über eine Phasenumkehrröhre nach R_5 gelangt, wo also nun das um 180° in der Phase gedrehte Signal $-R$ steht. Es wird dann über R_6 ebenfalls nach R_7 geleitet, und so ergibt sich dort das Differenzsignal $D = L - R$.

Wie aus diesen zusammengesetzten Signalen wieder die einzelnen Seiteninformationen gewonnen werden können, läßt sich leicht schon mathematisch zeigen:

$$S + D = (L + R) + (L - R) = L + R + L - R = 2\,L$$
$$(+\,R - R \text{ heben sich auf})$$

$$S - D = (L + R) - (L - R) = L + R - L + R = 2\,R$$
$$(+\,L - L \text{ heben sich auf})$$

Die 2 ist dabei unwichtig und bedeutet nur doppelte Stärke.

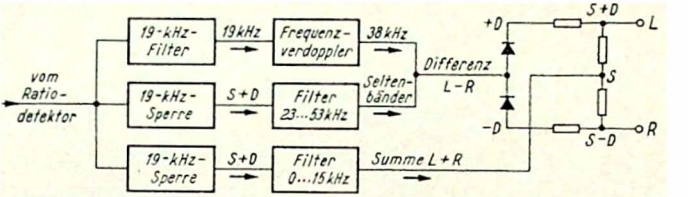


Bild 34.4. Blockschaltbild eines Matrix-Decoders

Jeder Stereoempfänger braucht also nicht nur zwei Verstärkerkanäle, wie in Bild 29.12 gezeigt, sondern außerdem eine Einrichtung, die aus dem Multiplex-Signal erst einmal das *L*- und das *R*-Signal herausholt. Sie wird allgemein als *Decoder* (= Entschlüßler) bezeichnet und wurde in der ersten Zeit als Zusatzgerät geliefert. Das war jedoch nur ein Notbehelf. Jetzt baut man fast nur noch fertig zusammengebaute Stereo-Empfänger.

Für den *Decoder* gibt es im Augenblick eine Vielzahl von Schaltungsvarianten, für die uns hier der Raum fehlt. Es gibt aber drei Grundprinzipien, die wir wieder an Hand von Blockschaltbildern betrachten wollen. Bei allen wird das Multiplex-Signal zuerst in mehrere einzelne aufgetrennt, diese werden z. T. umgeformt und dann wieder auf solche Art zusammengeführt, daß am Ende die einzelnen Seitensignale verfügbar sind. In allen Fällen wird vom Ratio-Detektor, der ja nun alle Informationen als Amplitudenmodulation liefert, das vollständige Demodulationsprodukt an den Decoder geliefert, ohne De-Emphasis, die erst später erfolgen darf. Ein Nachentzerrungsglied von 50 µsec setzt ja die 19-kHz-Frequenz auf ein Siebentel der empfangenen Stärke herab und die höheren Frequenzen in noch viel stärkerem Maße. Das darf man nur machen, wenn man sie nicht benutzen, sondern auslöschen will. Auf jeden Fall muß im Decoder zuerst der 19-kHz-Ton herausgefiltert, mit seiner Hilfe der 38-kHz-Hilfsträger wiedergewonnen und auf geeignete Stärke gebracht werden.

Bild 34.4 zeigt schematisch den Aufbau des schon erwähnten *Matrix-Decoders*. Durch ein Filter wird der Pilotton herausgeholt, in einem Frequenzverdoppler zu dem phasenrichtigen 38-kHz-Träger umgeformt und den beiden Seitenbändern wieder zugesetzt. Diese Seitenbänder sind durch ein Filter für 23...53 kHz ausgesondert worden und modulieren nun den neu erzeugten Hilfsträger. Die Modulation wird dann

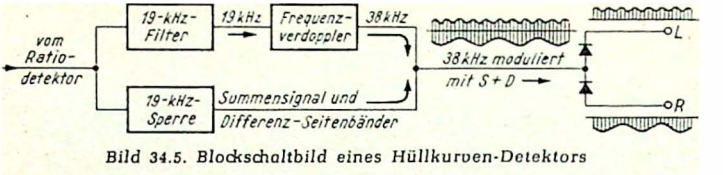


Bild 34.5. Blockschaltbild eines Hüllkurven-Detektors

über geeignete Gleichrichter einmal positiv, einmal negativ auf die beiden Ausgänge gegeben. An diese kommt gleichzeitig über Entkopplungswiderstände das in einem dritten Kanal ausgefilterte Summensignal. So erhält man das *L*- und das *R*-Signal.

In **Bild 34.5** wird ebenfalls in einem Kanal der Hilfsträger wiederhergestellt, dieser wird dann aber von dem Summen- und Differenzsignal, dem nur der Pilotton entzogen ist, amplitudenmoduliert. Dabei ergeben sich als Hüllkurven auf der einen Seite das Links-, auf der anderen das Rechts-Signal. Man braucht also nur, wie gezeichnet, jede Seite für sich zu demodulieren, um die Seiteninformationen einzeln zu erhalten. Man nennt diesen Decodertyp daher *Hüllkurvendetektor*.

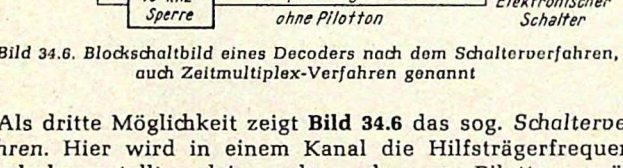


Bild 34.6. Blockschaltbild eines Decoders nach dem Schalterverfahren, auch Zeitmultiplex-Verfahren genannt

Als dritte Möglichkeit zeigt **Bild 34.6** das sog. *Schalterverfahren*. Hier wird in einem Kanal die Hilfsträgerfrequenz wiederhergestellt und im anderen das vom Pilotton gesäuberte Signal auf die nötige Stärke gebracht. Beide Kanäle treffen sich in einer elektronischen Einrichtung, meist einem Brückengleichrichter, wie wir ihn kennen. Die 38-kHz-Hilfsfrequenz steuert diesen fortlaufend so um, daß in den linken Kanal 38 000 impulsartige Teile des einen Seitenbandes, dazwischen in den rechten Kanal ebensoviele des anderen Seitenbandes gelangen. Insofern erscheint diese Bauart nur als eine abgeänderte Ausführung des Hüllkurvendetektors, und die Zusammensetzung aus je 38 000 Impulsen pro Sekunde liegt an sich weit über dem Hörbereich. In der Praxis

stellte sich aber heraus, daß z. T. Brodel- und Prasselgeräusche sowie Mischfrequenzen hörbar wurden. Eine Abhilfe wurde darin gefunden, daß man bei der Wiederzusammensetzung die Schaltfrequenz verdoppelte, also mit 76 kHz anstelle von 38 kHz umschaltete. Das soll vielfach eine merkliche Klangverbesserung ergeben.

Auch bei Decodern sind bereits Vorschläge gemacht worden, eine oder mehrere IS als Decoder zu verwenden. Eine amerikanische Firma hat schon einen solchen IS-Decoder herausgebracht, bei dem allerdings noch drei Schwingkreise, einige Widerstände und vier größere Kondensatoren außen zugeschaltet sind.

Alle hier im Prinzip dargestellten Decoder enthalten selbstverständlich in der Praxis eine Fülle von Schaltungseinzelheiten, die im Augenblick noch zu einer großen Vielfalt führen. Mit der Zeit wird sich das vereinheitlichen. Als *Beispiel* betrachten wir in **Bild 34.7** das vollständige Schaltbild eines *Matrix-Decoders*. Das vom Ratio-Detektor herkommende Multiplex-Signal teilt sich gleich zu Anfang. Über den Kondensator 470 pF gelangen alle höheren Frequenzen an die Basis von *T* 1. Unerwünschte hohe Frequenzen leitet der vorner angebrachte Leitkreis ab. Die übrigen werden im Transistor verstärkt, der durch den nicht überbrückten Emitterwiderstand für tiefe Frequenzen gegengekoppelt ist und diese nicht verstärkt. Am Emitter wird der 19-kHz-Pilotton abgegriffen und einem Bandfilter für diese Frequenz zugeführt. In dessen Sekundärkreis wird vermittels der beiden Dioden D_1 und D_2 die Frequenz auf 38 kHz verdoppelt und in den beiden folgenden Transistoren auf eine so hohe Amplitude verstärkt, wie zur Ergänzung der Differenz-Seitenbänder zu einer vollständigen Amplitudenmodulation erforderlich ist. In einem 38-kHz-Schwingkreis treffen dieser Hilfsträger und die vom Kollektor von *T* 1 abgenommenen Seitenbänder zusammen.

Die so wiederhergestellte Seiteninformation wird in dem Brückengleichrichter aus $D_3 \ldots D_6$ demoduliert und ergibt durch die Aufteilung von Ladekondensator und Belastungswiderstand in je zwei Hälften zwei gegenpolige Seiteninformationen, also $+ (L - R)$ und $- (L - R)$, deren genaue Amplituden an den 50-kΩ-Potentiometern eingestellt werden können, um insbesondere ein Übersprechen von einem Kanal zum andern zu unterdrücken (Einstellen einer hohen „Übersprechdämpfung"). Über Entkopplungswiderstände von 100 kΩ ge-

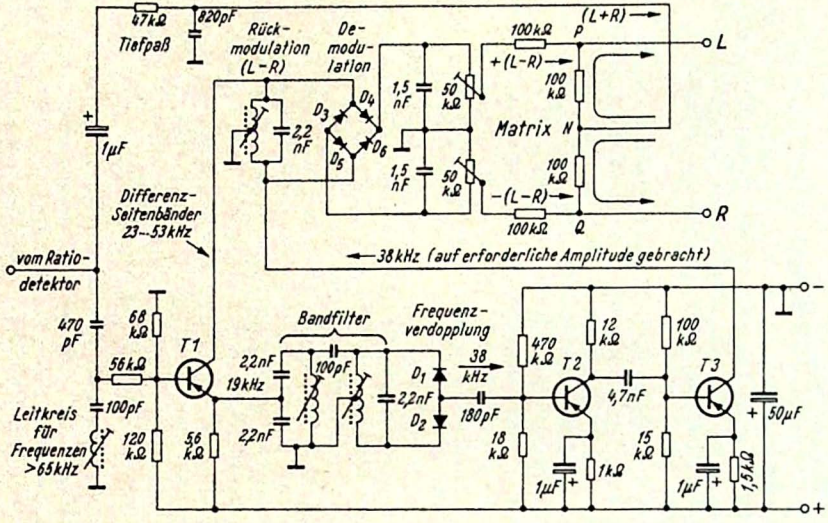


Bild 34.7. Beispiel eines Matrix-Decoders der nach dem Prinzip von Bild 34.4 arbeitet

langen die beiden Differenzsignale an die Punkte *P* und *Q*, die wiederum durch zwei in Reihe liegende Entkopplungswiderstände verbunden sind. Zu deren Mitte wird das Summensignal $L + R$ geführt. Dieses wird vom Ratiodetektor her über einen 1-µF-Kopplungskondensator zugeführt und läuft zuerst über den Tiefpaß mit der Grenzfrequenz 4,13 kHz (τ = 39 µsec), so daß alle Frequenzen von 19 kHz und höher mit Sicherheit eliminiert (= beseitigt, ausgeschieden) werden. Aber auch die hohen Frequenzen des Summenbandes werden wesentlich abgesenkt. Das ergibt dann die notwendige De-Emphasis. Das so vorbereitete Summensignal läuft von *N* über die Widerstände nach *P* und *Q*, wie die Pfeile andeuten, und ergibt mit den dort vorhandenen Differenzsignalen das linke und das rechte Signal.

Damit sind aber noch nicht alle Aufgaben erledigt. Weil bislang nicht alle Sendungen stereofon ausgesandt werden, muß der Hörer zumindest ein Signal bekommen, wenn eine Stereosendung ankommt, damit er sein Gerät umschalten kann, denn bei Monoempfang sind ja beide Verstärkerkanäle parallelgeschaltet und der Decoder außer Betrieb gesetzt. Das Signal gibt man auf mannigfache Art, z. B. durch ein Glüh- oder Glimmlämpchen oder ein magisches Auge, und man benutzt zur Auslösung den 19-kHz-Ton. Nur wenn diese Frequenz ankommt, ist die Umschaltung erforderlich. Noch eleganter ist die Lösung, durch diese Frequenz die Umschaltung selbsttätig ausführen zu lassen, indem sie z. B. ein Relais betätigt.

Prüfungsfragen zur 34. Stunde

34a: Was versteht man unter Kompatibilität?

34b: Warum heißt der im Stereo-Empfänger zwischen Demodulator und Nf-Verstärker eingefügte Schaltungsteil Decoder?

34c: Weshalb wird der Hilfsträger im Stereo-Signal erst unterdrückt und beim Empfang wieder hinzugefügt?

34d: Welche Möglichkeiten zur Ortung einer Schallquelle besitzt unser Gehör?

34e: Aus welchem Grunde benutzt der Stereo-Rundfunk nur eine dieser Ortungsmöglichkeiten? Wie nennt man diese Stereofonie?

Wegen weiterer Einzelheiten des Stereo-Rundfunks sei verwiesen auf RPB 97/98, Kühne/Tetzner, Kleines Stereo-Praktikum; Franzis-Verlag, München.

Verzeichnis der einheitlich benutzten (Teile-) Bezeichnungen

AM	Amplituden-Modulation
B	Basis
C	Kapazität, Kondensator, Kollektor
C_a	Abstimm-Kondensator
C_A	Amplituden-Begrenzungs-Kondensator
C_{ant}	Antennen-Verkürzungs-Kondensator
C_b	Basis-Kondensator
C_{br}	Brücken-(Abgleich-)Kondensator
C_c	Kollektor-Kondensator
C_e	Emitter-Kondensator
C_{ek}	Entkopplungs-Kondensator
C_{ez}	Entzerrungs-Kondensator
C_g	Gitter-Kondensator (-Kapazität)
C_{gk}	Gegenkopplungs-Kondensator
C_{hf}	Hochfrequenz-Ableitkondensator
C_k	Kopplungs-Kondensator
C_{ka}	Katoden-Überbrückungs-Kondensator
C_{kl}	Klangblenden-Kondensator
C_l	Lade-Kondensator
C_{lk}	Leitkreis-Kondensator
C_n	Neutralisations-Kondensator
C_p	Parallel-Kondensator
C_r, C_{rk}	Rückkopplungs-Kondensator
C_s	Serien-Kondensator
C_{sa}	Anodenspannungs-Siebkondensator
C_{sch}	Schirmgitter-Kondensator
C_{sr}	Regelspannungs-Siebkondensator
C_T	Trimmer(-Kondensator)
C_{Tp}	Paralleltrimmer
C_{to}	Tonabnehmer-Ankopplungs-Kondensator
C_{tr}	Trennkondensator
$C_{\ddot{u}}$	Überbrückungs-Kondensator
D	Diode
D_d	Dämpfungs-Diode

D_r	Regelspannungs-Diode
Dr	Drossel
Dr_{hf}	Hf-Drossel
Dr_{ukw}	UKW-Drossel
D_{st}	Stabilisierungsdiode
D_z	Z-Diode (früher Zenerdiode)
E	Emitter
f	Frequenz
FA	Ferritantenne
f_e	Empfangs-Frequenz
f_{gr}	Grenzfrequenz
FM	Frequenzmodulation
f_{os}	Oszillator-Frequenz
f_{res}	Resonanz-Frequenz
f_z	Zwischenfrequenz
g, G	Gitter
G, Gv	Gitter-(vor-)spannung
H	Heizung, Heiz-Spannung
Hf	Hochfrequenz
H_v	Verstärkerröhren-Heizung
I_a	Anodenstrom
I_B	Basisstrom
I_C	Kollektorstrom
I_E	Emitterstrom
I_g	Gitterstrom
I_t	(Spannungs-)Teilerstrom
k, K	Katode
L	Induktivität, Spule
L_a	Antennen-Spule
L_g	Gitter-(Kreis-)Spule
L_k	Koppelspule
L_{kl}	Klangblenden-Spule
L_{lk}	Leitkreis-Spule
L_{os}	Oszillator-(Kreis-)Spule
L_r	Rückkopplungs-Spule
L_s	Schwingkreis-Spule

m	Meter, milli- (= 1/1000)
mA	Milliampere
mV	Millivolt
µ	my (= mikro = millionstel), oft für µm gebraucht
µm	Mikrometer (= 10^{-6} [= millionstel] Meter)
Nf	Niederfrequenz
nF	Nanofarad (= 10^{-9} [= milliardstel] Farad)
pF	Picofarad (= 10^{-12} [= billionstel] Farad)
P	Potentiometer
P_{kl}	Klangblenden-Potentiometer
P_l	Lautstärke-Potentiometer (-Einsteller)
P_r	Rückkopplungs-Potentiometer
P_t	(Spannungs-)Teilerpotentiometer
R	Widerstand
R_a	Außen-, Lastwiderstand
R_A	Amplituden-Begrenzungs-Widerstand
R_b	Basis-Widerstand
R_{bel}	Belastungs-Widerstand
R_c	Kollektor-Widerstand
R_d	Dämpfungs-Widerstand
R_e	Emitter-Widerstand
R_{ez}	Entzerrungs-Widerstand
rg	Raumladegitter
R_g	Gitterwiderstand
R_{gk}	Gegenkopplungs-Widerstand
R_{gv}	Gittervorspannungs-Widerstand
R_{hf}	Hochfr.-Sperr-(Sieb-)Widerstand
R_{ka}	Katoden-Widerstand
R_n	Neutralisations-Widerstand
Rö	Röhre
$Rö_{st}$	Stabilisierungs-Röhre
R_s	Siebwiderstand
R_{sa}	„ f. Anodenspannung
R_{sg}	„ f. Gitterspannung
R_{sr}	„ f. Regelspannung
R_t	(Spannungs-)Teilerwiderstand
R_{ukw}	Ultrakurzwellen-Schutzwiderstand

R_v	Vorwiderstand
R_{vs}	Vorspannungs-Widerstand
S	Schalter, Steilheit, Siebfaktor
sch	Leuchtschirm
S_{to}	Tonabnehmerschalter
St	Stabilisationszelle
st	Steuerstege
T	Transistor
To	Tonabnehmer
U	(Gleich-)Spannung
u	Wechselspannung
U_a	Anodenspannung
u_a	Ausgangs-(Anoden-)Wechselspannung
U_b	Betriebs-(Batterie-)Spannung
U_{BE}	Spannung der Basis gegen Emitter
U_{CE}	Spannung des Kollektors gegen Emitter
U_d	Dioden-Vorspannung
u_e	Eingangs-Wechselspannung
U_g	Gitterspannung
U_{os}	Oszillator-Spannung
U_r	Regelspannung
U_{sp}	Speisespannung
U_{st}	stabilisierte Spannung
U_v	Vorspannung
$\ddot{U}$	Übertrager (Tonfrequenz-)
$\ddot{U}_{la}$	Lautsprecher-Übertrager
$\ddot{U}_r$	Regelspannungs-Übertrager
w	Wicklung
Zf	Zwischenfrequenz

Literaturverzeichnis

Allgemeines:

Leucht: Die elektrischen Grundlagen der Radiotechnik. 9. Aufl. 1968. RPB 81/83[1]). Franzis-Verlag, München.

Limann: Funktechnik ohne Ballast. 10. Aufl. 1969. Franzis-Verlag, München.

Starke/Bernhard: Leitfaden der Elektronik, Band 1 und 2. 4., bzw. 2. Aufl. 1969. Franzis-Verlag, München.

Hasel: Allgemeine Elektrotechnik und Elektronik. 1965. Franzis-Verlag, München.

Telefunken-Laborbücher, Band 1 bis 4. Franzis-Verlag, München.

Limann/Hassel: Hilfsbuch für Hochfrequenztechniker, Band 1 und 2. 2. und 3. Aufl. Franzis-Verlag, München.

Schiffel/Köhler: Funktechnische Arbeitsblätter. Franzis-Verlag, München.

Röhren:

Ratheiser: Röhren- und Transistoren-Handbuch. 3. Aufl. 1965. Techn. Verlag Erb, Wien.

Schwandt: Röhren-Taschen-Tabelle. 11. Aufl. Franzis-Verlag, München.

Transistoren:

Mende: Rundfunk-Empfang mit Transistoren und Detektoren. 12. Aufl. RPB 27/27a[1]).

Mende: Leitfaden der Transistortechnik. 5. Aufl. 1970. Franzis-Verlag, München.

Dosse: Der Transistor. 4. Aufl. 1964. Verlag R. Oldenbourg, München.

Kaden: Das Transistor-Lehrbuch. 1963. Philips Techn. Bibliothek.

Telefunken-Fachbuch: Der Transistor I (6. Aufl.) und II (3. Aufl.). Franzis-Verlag, München.

Telefunken-Fachbuch: Halbleiter-Lexikon. 1965. Franzis-Verlag, München.

Paul: Transistormeßtechnik. 1966. Vieweg & Sohn, Braunschweig.

Mende: Kristalldioden- und Transistoren-Taschentabelle. 8. Aufl. Franzis-Verlag, München.

Tonaufzeichnung und -wiedergabe:

Junghans: Tonbandgeräte-Praxis. 10. Aufl. RPB 9/10[1]).

Kühne: Musikübertragungs-Anlagen. 5. Aufl. RPB 43[1]).

Kühne: Hi-Fi-Schaltungs- und Baubuch. 6. Aufl. RPB 85[1]).

[1]) RPB = Radio-Praktiker-Bücherei, im Franzis-Verlag, München. Diese ständig vermehrte und immer auf dem neuesten Stand gehaltene Sammlung bringt in nunmehr über 140 Nummern klar und verständlich geschriebene Abhandlungen über alle Gebiete, die den Radio-Praktiker angehen.

Kühne: Niederfrequenzverstärker mit Röhren und Transistoren. 13. Aufl. RPB 7/8[1]).
Kühne: Mono-, Stereo- und Transistor-Mikrofone. 8. Aufl. RPB 11/12[1]).
Kühne/Tetzner: Kleines Stereo-Praktikum. 3. Aufl. RPB 97/98[1]).
Bergtold: Moderne Schallplattentechnik. 2. Aufl. RPB 63/65a[1]).
Warnke: Tonbandtechnik ohne Ballast. 2. Aufl. Franzis-Verlag, München.
Knobloch: Der Tonband-Amateur. 8. Aufl. Franzis-Verlag, München.
Nijsen: Leitfaden für Tonbandfreunde. 1966. Philips-Fachbücher.
Schmidt: Dia-Vertonung. Franzis-Verlag, München.

Fachrechnen und Mathematik:

Kunze: Funktechniker lernen Formelrechnen auf kurzweilige, launige Art. 7. Aufl. RPB 21/21a[1]).
Bergtold: Mathematik für Radiotechniker und Elektroniker. 4. Aufl. 1970. Franzis-Verlag, München.
Rose: Formelsammlung für den Radio-Praktiker. 10. Aufl. RPB 68/70[1]).

Fernsehen:

Limann: Fernsehtechnik ohne Ballast. 8. Aufl. 1969. Franzis-Verlag, München.
Goldammer/Spengler: Der Fernseh-Empfänger. 4. Aufl. Franzis-Verlag, München.
Wacker/Conrad: Fernsehtechnik von A bis Z. 5. Aufl. RPB 55/56a[1]).
Welland: Farbfernsehen. 2. Aufl. RPB 137/140[1]).
Telefunken-Fachbuch: Farbfernsehtechnik I. 1966. Franzis-Verlag, München.

Amateurfunk:

Diefenbach: Amateurfunk-Handbuch. 8. Aufl. Franzis-Verlag, München.
Diefenbach: Vademekum für den Kurzwellen-Amateur. 3. Aufl. Franzis-Verlag, München.
Schultheiß: Der Kurzwellen-Amateur. 10. Aufl. 1965. Franckh'sche Verlagshandlung, Stuttgart.
Steinhauser: Sender-Baubuch für Kurzwellen-Amateure, Band I. 10. Aufl. RPB 31/32[1]).
Steinhauser: desgl., Band II. 5. Aufl. RPB 66/67[1]).
Diefenbach: Kurzwellen- und UKW-Empfänger für Amateure, Band I. 11. Aufl. RPB 41/41a[1]).
Diefenbach: desgl., Band II. 2. Aufl. RPB 42/42b[1]).
Steinhauser: UKW-Sender- und Empfänger-Baubuch für Amateure. 7. Aufl. RPB 45/46[1]).
Diefenbach: Morse-Lehrgang. 8. Aufl. RPB 58[1]).
Gerzelka: Amateurfunk-Superhets. 2. Aufl. RPB 108[1]).

Antworten auf die Prüfungsfragen

19. Stunde I:

19a: Erstens waren die Kapazitäten selbst bei stärkster Verkleinerung immer noch zu groß, zweitens war die Geschwindigkeit der Ladungsträger in der Basis zu gering.

19b: Man baute ein Driftfeld in die Basis ein, um die Ladungsträger zu beschleunigen. Weiterhin brachte man vielfach die Pole, z. B. Emitter und Basis, neben- statt hintereinander an, um die Kapazitäten zu verkleinern.

19c: Man erzeugt ein Driftfeld, indem man die gewünschte Dotierung in das Grundmaterial eindiffundiert.

19d: Mit den Mesa-Transistoren.

19e: Die winzigen Abmessungen verminderten die schädlichen Kapazitäten. Außerdem wurden die Wege für die Ladungsträger so verkürzt, daß immer höhere Frequenzen verarbeitet werden können.

19. Stunde II:

19f: Germanium ist nur in einem beschränkten Temperaturbereich brauchbar. Man ging zu Silizium über. Si arbeitet noch bei weit höheren Temperaturen gut und ist daher im ganzen vorteilhafter.

19g: Epitaxie nennt man das Aufwachsen einer Kristallschicht aus einer Dampfphase, und zwar mit der gleichen Orientierung der Atome wie in der Grundschicht, auch wenn die neue Schicht anders dotiert ist.

19h: Integrierte Schaltungen sind kleinere oder größere Schaltungseinheiten, die in äußerst winzigen Abmessungen auf einem Siliziumplättchen (Substrat) unter Zuhilfenahme von Masken durch Ätzen, Diffundieren, Aufdampfen usw. erzeugt werden. Sie enthalten zumeist nur Transistoren, Dioden und Widerstände.

19i: Bei bipolaren Transistoren werden beide Arten von Ladungsträgern (Elektronen und Löcher) benutzt, und es findet ein Stromdurchgang durch Sperrschichten statt. Unipolare Transistoren kennen solchen Stromdurchgang nicht und benutzen nur eine Art von Ladungsträgern. Eine Steuerelektrode steuert hier den Stromfluß durch eine durchgehende Strombahn.

19k: *FET sind unipolare Transistoren, bei denen die Steuerelektrode, der G-Pol, welcher der Basis entspricht, durch eine Sperrschicht vom Strompfad zwischen S- und D-Pol getrennt ist. Der Eingang ist sehr hochohmig, und das Rauschen ist gering. FET können nur Spannungen verstärken und ähneln in ihren Eigenschaften weitgehend den Röhren.*

19l: *Bei den MOSFET wird die Strombahn durch Siliziumoxyd von der Steuerelektrode isoliert, während das bei den FET durch eine Sperrschicht geschieht. Es gibt bei ihnen außerdem Drossel-Typen und Erregungs-Typen.*

20. Stunde:

20a: *Diese Kennlinien zeigen die Abhängigkeit des Anodenstroms von der Gitterspannung. Parameter ist die Anodenspannung.*

20b: *Man ersieht den Einfluß der Anodenspannung auf den Anodenstrom. Parameter ist die Gitterspannung.*

20c: *Die I_a/U_a-Kennlinien haben bei Trioden und Pentoden völlig verschiedene Formen.*

20d: *Man bezeichnet das als Eingangs-Kennlinienfeld, das den Einfluß der Steuerelektrode auf den gesteuerten Strom darstellt: bei Röhren also immer das I_a/U_g-, bei Transistoren zumeist das I_C/I_B-, gelegentlich auch das I_B/U_{BE}-Kennlinienfeld. Das Ausgangs-Kennlinienfeld stellt stets den Einfluß der Ausgangsspannung (U_a bzw. U_{CE}) auf den Ausgangsstrom (I_a bzw. I_C) dar.*

20e: *Das Vierquadranten-Feld stellt im ersten Quadranten den Einfluß von U_{CE} auf I_C, im zweiten den von I_B auf I_C, im dritten den von U_{BE} auf I_B, im vierten den von U_{CE} auf U_{BE} dar.*

21. Stunde:

21a: *Die Emitterschaltung hat genau die gleiche Bedeutung wie die Katodenbasisschaltung bei Röhren: Beide ergeben die größtmögliche Verstärkung und werden daher weitaus am häufigsten angewandt.*

21b: *Der Basisschaltung beim Transistor entspricht die Gitterbasisschaltung. Bei ihnen bilden die Basis bzw. das Gitter eine Abschirmung zwischen Eingang und Ausgang. Da sie weit geringere Verstärkungen ergeben als die unter a genannten Schaltungen, außerdem die Eingangswiderstände (besonders bei Transistoren) unangenehm niedrig sind, wendet man diese Schaltungen nur für sehr hohe Frequenzen (UKW) an.*

21c: *Die Barkhausen-Formel lautet: $S \cdot R_i \cdot D = 1$. Wenn man zwei dieser Werte kennt, kann man den dritten mittels der Formel errechnen.*

21d: *Leerlaufverstärkungsfaktor wird der Reziprokwert des Durchgriffs D genannt. Er gibt die theoretisch mögliche, praktisch nie ganz erreichbare Verstärkung an.*

21e: *Für einen bipolaren Transistor gibt man als „Arbeitspunkt" meist Kollektorspannung und Kollektorstrom an.*

22. Stunde:

22a: *Man wollte die Rückwirkung der Anode soweit wie möglich herabsetzen und zu diesem Zweck den Durchgriff verkleinern. Man erzielte ein stabileres Arbeiten der Hf-Verstärkung und eine wesentliche Steigerung der Stufenverstärkung.*

22b: *Das dritte Gitter soll die Sekundärelektronen zur Anode zurücklenken, wenn die Anodenspannung kleiner als die Schutzgitterspannung wird. Es heißt daher Bremsgitter.*

22c: *Schutzgitter ist die allgemeine Bezeichnung für ein positives Gitter, das einen statischen Schirm zwischen davor und dahinter liegenden Teilen der Röhre bildet, zugleich aber die Elektronen in Richtung Anode beschleunigt. Schirmgitter heißt das zu einem Käfig ausgebildete Schutzgitter bei Hf-Röhren.*

22d: *Bei Regelröhren kann allein durch Änderung der Gittervorspannung die Verstärkung in weiten Grenzen geändert werden, ohne daß allzu große Verzerrungen auftreten.*

22e: *Das Gitter einer Regelröhre ist mit ungleichmäßiger Steigung gewickelt und engt den Elektronenstrom um so mehr ein, je höher die Vorspannung wird.*

23. Stunde:

23a: *Allstromröhren müssen sämtlich für den gleichen Heizstrom, Wechselstromröhren für die gleiche Heizspannung gebaut sein.*

23b: *Der spezifische Nachteil der Serienheizung ist, daß im Heizkreis stets ein mehr oder minder großer Teil der Netzspannung vernichtet werden muß und dadurch nicht nur Verluste, sondern meist auch unerwünschte Wärme entstehen.*

23c: *Man kann bei Betrieb am Wechselstromnetz anstelle eines Vorwiderstandes einen passend gewählten Kondensator einbauen oder auch einen Gleichrichter, der nur Stromimpulse durchläßt.*

23d: *Ein Urdoxwiderstand besteht aus Urandioxyd und hat einen negativen Temperaturkoeffizienten. Er soll den Einschaltstromstoß verhindern, der ohne ihn als Folge des niedrigen Kaltwiderstandes der Heizfäden aufträte. Er war die erste in der Radiopraxis benutzte Ausführungsform eines Heißleiters.*

23e: *Die Höhe der Brummspannung u_B hängt ab von der Kapazität des Ladekondensators, von der Höhe der Stromentnahme und von der Art der Gleichrichtung.*

24. Stunde:

24a: *Brummspannungen werden mit Hilfe von Siebgliedern ausgesiebt. Diese enthalten stets eine Kapazität als Ableitung (Querweg) für die Wechselspannung, davor einen Widerstand (RC-Glied) oder eine Induktivität (LC-Glied).*

24b: *Der Siebfaktor gibt an, auf den wievielten Teil die vorhandene Brummspannung herabgesetzt wird, der Restspannungsanteil, wieviel Prozent der zu beseitigenden Brummspannung am Ausgang des Siebgliedes übrigbleiben.*

24c: *Die automatische Gittervorspannung wird an einem Katodenwiderstand erzeugt, der nur vom Anodenstrom der betreffenden Röhre durchflossen wird; die halbautomatische entsteht an einem Widerstand, den der Strom mehrerer Röhren durchfließt.*

24d: *Spannungen stabilisiert man meist mit Glimmlampen oder mit Z-(früher Zener-)Dioden. Man kann aber auch Batteriezellen (bes. Akkumulatoren) oder Spezial-Selendioden benutzen. Außer bei Batteriezellen spielt stets ein richtig bemessener Vorwiderstand eine ausschlaggebende Rolle.*

24e: *Man kann die Leistung von Transistorgeräten trotz absinkender Batteriespannung über längere Zeit fast gleich hoch erhalten, wenn man die Basisspannung der Transistoren auf dem günstigsten Wert festhält.*

25. Stunde:

25a: *Die alten Röhren-Empfangsschaltungen ergaben neben der Demodulation eine Verstärkung. Sie hießen Audion und Richtverstärker (Anodengleichrichter).*

25b: *AVR bedeutet automatische Verstärkungsregelung. Man braucht sie erstens, weil die Sender mit verschiedener Stärke ankommen, zweitens wegen der großen Empfangsstärkeschwankungen bei vielen Fernsendern.*

25c: *Mehrere Hf-Verstärkerstufen neigen zur Selbsterregung. Außerdem ist es schwierig, in allen Bereichen einwandfreien Gleichlauf zu erzielen. Schließlich wird die Resonanzkurve um so schmaler, je mehr Einzelkreise aufeinanderfolgen (Bandbeschneidung).*

25d: *Die B-Verstärkung bringt wesentliche Einsparung an Betriebsstrom, ist aber nur in Gegentakt-Endstufen möglich. Man erzielt sie dadurch, daß man den Ruhestrom sehr klein, nahe dem Kennlinienknick, einstellt. Bei Eintakt-Endstufen muß man den Arbeitspunkt entsprechend der zu verarbeitenden Energie gleiten lassen. Bei Transistoren vermindert B-Verstärkung auch die Wärmeentwicklung.*

25e: *Unter Reflexverstärkung versteht man die mehrfache Ausnützung eines Verstärkerelements. Voraussetzung ist, daß die Signale in ihrer Frequenz so weit auseinander liegen, daß ihre einwandfreie Trennung am Ausgang der Stufe möglich ist.*

26. Stunde:

26a: *Der Super löste die Geradeausempfänger ab.*

26b: *Während beim Geradeausempfänger schon drei Hf-Kreise Schwierigkeiten machten, kann man beim Super leicht fünf und mehr einbauen, außerdem kann man die Bandbreite veränderlich machen.*

26c: *Die Hf-Verstärkung erfolgt hauptsächlich im Zf-Teil. Sie ist daher vom Kurz- bis zum Langwellenbereich überall fast gleich gut. Mit Ausnahme des Langwellenbereiches erfolgt die Hf-Verstärkung auf niedrigerer Frequenz, wo sie viel wirksamer erfolgen kann.*

26d: *Beim Super bildet nicht nur die gesuchte Empfangsfrequenz, sondern auch die ihr entsprechende Spiegelfrequenz mit der Oszillatorfrequenz die festgelegte Zwischenfrequenz.*

26e: *Man wählt einen Kompromiß zwischen guter Verstärkungsmöglichkeit, ausreichender Spiegelfrequenzsicherheit und genügender Breitbandigkeit.*

27. Stunde:

27a: *In fast allen Fällen wird eine Röhre oder ein Transistor durch einen Schwingkreis mit Rückkopplung zu Schwingungen erregt.*

27b: *Der Oszillatorkreis wird so bemessen, daß seine Frequenzkurve mit der des Empfangskreises möglichst genau parallelläuft.*

27c: Die Frequenzvariation ist in jedem Wellenbereich anders, so daß zwei verschiedene Drehkondensatoren nur für einen Bereich richtig sein können.

27d: Man schaltet jeweils passende Festkondensatoren oder Trimmer zum Oszillator-Drehkondensator hinzu.

27e: Den genauen Frequenzabstand erzielt man an drei Stellen und nimmt neben und zwischen ihnen geringe Abweichungen in Kauf.

28. Stunde:

28a: Man kann die Zwischenfrequenz durch das additive oder das multiplikative Mischverfahren gewinnen.

28b: Man braucht stets ein Schaltelement mit nichtlinearer Kennlinie, sonst entsteht zwar ein Gemisch, aber nicht die gewünschte Differenzfrequenz.

28c: Bei der additiven Mischung sind beide Frequenzen am selben Steuergitter wirksam, bei der multiplikativen Mischung dagegen an getrennten, gegeneinander abgeschirmten Gittern.

28d: Abgesehen von der guten Abschirmung der Antenne gegen die Oszillatorfrequenz kann man automatische Verstärkungsregelung anwenden.

28e: Das Rauschen der für multiplikative Mischung eingesetzten Röhren wäre viel zu stark, außerdem ist UKW nur für Bezirksempfang gedacht und bedarf nicht der Lautstärkeautomatik am Eingang. Man verwendet daher nur additive Mischung, bei der man dazu noch eine viel höhere Mischsteilheit erzielt, die wiederum das Rauschen herabsetzt.

29. Stunde:

29a: Man kann Spulen hintereinander- und parallelschalten. Die Berechnung erfolgt nach den für entsprechende Widerstandskombinationen geltenden Formeln. Hierfür ist Voraussetzung, daß die Spulen nicht miteinander verkoppelt sind.

29b: Eine mit der schwingenden verkoppelte Spule entzieht ihr Energie. Man muß daher jede Verkopplung vermeiden, sofern man sie nicht braucht.

29c: Für den UKW-Bereich ist fast stets ein sogenannter UKW-Baustein vorgesehen. Dieser wird bei Empfang der klassischen Bereiche abgeschaltet und stromlos gemacht. Gleichzeitig wird im Eingangs- und im Zf-Teil alles für die klassischen Wellenbereiche umgeschaltet, und statt des FM- wird der AM-Demodulator zwischen Zf- und Nf-Teil geschaltet.

29d: *Man hört dann nicht wie durch ein Loch in der Wand, sondern so, als befände man sich im gleichen Raum mit der Schallquelle. Der Klang wird dadurch zumindest als naturgetreuer empfunden.*

29e: *Für Stereowiedergabe benötigt man zwei möglichst genau übereinstimmende Nf-Verstärker mit gekoppelten Lautstärkeeinstellern und Klang-Einstellgliedern.*

30. Stunde:

30a: *Unser Ohr hat etwa logarithmische Empfindlichkeit, dem müssen die Regler angepaßt werden. Auch die Empfindlichkeit für die verschiedenen Tonhöhen ist sehr unterschiedlich. Um das auszugleichen, werden ein oder mehrere Entzerrungsglieder am Einsteller angebracht.*

30b: *Die Gegenkopplung dient hauptsächlich zur Verminderung von Verzerrungen. Es gibt Spannungs- und Strom-Gegenkopplung.*

30c: *Man kann die Regelspannung am Demodulator abnehmen. Vorteilhafter ist aber vielfach die gesonderte Erzeugung einer Regelspannung durch eine Diode, die von der letzten Zf-Stufe gespeist wird. Eventuell wird sie vorgespannt zwecks verzögerter Regelung.*

30d: *Transistoren können wie Röhren geregelt werden, und zwar durch Zuführung einer passenden Regelspannung und -stromes zur Basis. Da der Regelbereich der bipolaren Transistoren viel kleiner ist, wendet man zuweilen noch eine Dämpfungsdiode an, um die Verstärkung bei Bedarf herabzusetzen.*

30e: *Bei Superhets pflegt man dem Oszillatorkreis ein durch eine Spannung abstimmbares Glied zuzuschalten. Die neueste Art ist der Einbau einer Kapazitätsdiode, deren Kapazität durch eine vom Demodulator abgenommene Nachstimmspannung jeweils so verändert wird, daß Scharfabstimmung erzielt wird.*

30f: *Bei elektronischer Abstimmung werden nicht Drehkondensatoren oder Spulen der gewünschten Frequenz entsprechend geändert, sondern die Spannung an einer oder mehreren Kapazitätsdioden.*

31. Stunde:

31a: *Die Wellen des UKW-Bereichs reichen normalerweise nicht allzuweit über den Horizont hinaus (von der Sendeantenne aus gesehen). Sie werden außerdem von vielen Metallgegenständen und -flächen gespiegelt (reflektiert), so daß Echos auftreten können. Im Gerät selbst muß man überall auf kürzeste Verbindungen achten.*

31b: *Erstens war dieser Bereich damals noch unbesetzt, zweitens bot er die Möglichkeit zur Anwendung der Frequenzmodulation, drittens waren hier große Frequenzbereiche verfügbar, die es in allen klassischen Wellenbereichen nicht mehr gab.*

31c: *Zweckentsprechende Einrichtungen (z. B. Amplitudenbegrenzer) gestatten bei ihr ein fast vollständiges Eliminieren von Empfangsstörungen. Daneben werden störende Sender schon bei mäßigem Feldstärkeunterschied unterdrückt, im Gegensatz zu AM. Außerdem fährt ein frequenzmodulierter Sender mit Oberstrichleistung (100 % Ausnutzung der abgestrahlten Sendeenergie).*

31d: *Bei hohen Frequenzen, etwa von 50 MHz an, macht sich die Laufzeit der Elektronen zwischen Katode und Steuergitter in der Weise bemerkbar, daß der bei niedrigen Frequenzen fast unendlich hohe Eingangswiderstand der Röhre durch die auftretende Phasenverschiebung einen mit steigender Frequenz fallenden endlichen Wert annimmt.*

31e: *Man vergleicht das entstehende Rauschen mit dem durch Widerstände verursachten und gibt den entsprechenden Widerstandswert an.*

32. Stunde:

32a: *Man wählt die Basis- bzw. Gitterbasisschaltung, eventuell auch die Zwischenbasisschaltung.*

32b: *Die unter a genannten Schaltungen haben sehr kleine Ein- und Ausgangswiderstände und geringe Verstärkung. Besser in dieser Hinsicht sind die Emitter- bzw. Katodenbasisschaltung, doch muß man dann meist neutralisieren.*

32c: *Elektronisch ist eine Umschaltung ohne mechanischen Schalter. Im Hf-Teil erzielt man sie durch Ausnutzung der verschiedenen Widerstände von Kapazitäten und Induktivitäten bei weit auseinander liegenden Frequenzbereichen.*

32d: *Als Amplitudenbegrenzung bezeichnet man das Abschneiden aller Amplitudenspitzen, die im ursprünglich ausgesandten Wellenzug nicht enthalten waren.*

32e: *Bei Röhrenempfängern kann man einer Pentode so niedrige Schirmgitterspannung geben, daß übergroße Amplituden die Röhre übersteuern und dabei vernichtet werden. Eine ähnliche Wirkung erzielt man, wenn man bei sämtlichen Zf-Transistoren die Spannungen entsprechend einstellt. Zusätzlich kann man Dämpfungswiderstände in den Kollektorleitungen anbringen.*

33. Stunde:

33a: Bei Frequenzmodulation muß diese zuerst auf geeignete Weise in eine Amplitudenmodulation verwandelt und erst diese dann gleichgerichtet werden.

33b: Er heißt auch Phasendiskriminator. Er koppelt eine mit dem Primärkreis gleiche Phase zu den sich im Sekundärkreis mit der Frequenzmodulation laufend ändernden Phasen hinzu, so daß in dessen Hälften verschieden hohe Spannungen (Amplitudenmodulationen) entstehen. Nach Gleichrichtung wird deren Differenz als Nf-Spannung abgenommen.

33c: Beim Ratiodetektor liegen die beiden Dioden in Reihe, ferner liegt parallel zum Lastwiderstand ein großer Kondensator.

33d: Da die Dioden in Reihe liegen, ergibt sich als Niederfrequenz die Summe der Spannungen in den beiden Spulenhälften. Der große Kondensator läßt Amplitudenschwankungen der Zwischenfrequenz nicht zur Wirkung kommen, indem er das ihn speisende Bandfilter entsprechend diesen Schwankungen be- und entdämpft.

33e: Sein Wirkungsgrad ist höher, weil er die Summenspannung liefert. Außerdem senkt seine Amplitudeneinebnung nicht nur zu große Amplituden ab, sondern erhöht auch zu kleine auf das Mittelmaß, während man sonst ein gewisses Maß einfach abschneiden muß.

34. Stunde:

34a: Kompatibilität heißt Vereinbarkeit und besagt hier, daß das ausgesandte Signal sowohl für Mono- als auch für Stereo-Empfänger einwandfreien Empfang ergeben muß.

34b: Die Seiteninformationen sind in dem Multiplex-Signal verschlüsselt (codiert) enthalten. Sie werden vom Decoder entschlüsselt.

34c: Dies ist ein Teil der Verschlüsselung. Würde man den Hilfsträger nicht unterdrücken, dann würde das Summensignal in unzulässigem Maße beeinträchtigt werden.

34d: Schallquellen können wir orten nach den Laufzeit- und nach den Intensitätsunterschieden, die an den beiden Ohren auftreten.

34e: Die Addition von mit Laufzeitunterschieden behafteten Schallbildern würde kein einwandfreies Mono-Klangbild ergeben. Man benutzt daher beim UKW-Rundfunk die Intensitäts- oder X-Y-Stereofonie.

Gesamt-Stichwortverzeichnis

A
Abgleichung 29/30, 236, 253, 264
Ablenk|platten, -spulen 110
Abschirmung 192, 238
Abschwächung 193
Absorption, absorbieren 23, 53/55
Abstand Katode/Gitter 307
AB-Stereofonie 329
Abstimm|anzeiger 109/110, 294, 296
– drehkondensator 22 ff., 28, 236
– kreis 22/29, 236, 243
Abstrahlung der Wellen 49/52, 155
Abszisse 94, 97
Achtpolröhre 209
addieren, Addition, additive Mischung 266
AFC 296/297
aktiver Vierpol 242
– Zweipol 260
Akzentuierung 301/302
Akzeptor(-Ionen) 84, 164, 174
Allstrom-Empfänger, -Röhren 216, 218/219
Aluminium 83, 172, 174
– kerne 28, 276
AM-Eingangs|röhre, – transistor 305
AM-Kreiszahlen 254
AM-Super 252
Amplitude 14, 300, 306, 324, 333
Amplituden-Ausgleich 322
– -Begrenzung 256, 317, 318, 324
– höhe 317
– -Modulation 14/15, 19/20, 58, 114, 127, 302/304, 317/318, 322/324, 331
– schwankungen 320
– spitzen 317
analog 191
Analysator, analysieren 52
Anode 60, 70, 101, 105
Anoden|basisschaltung 192/193, 196, 289/290
– belastung 182, 185
Anoden|gleichrichtung 234/235
– -Gleichstrom 111
– kreis 216, 309
– leistung, – verlustleistung 112
– rückwirkung 149, 158/159, 185, 192
– spannung 63/64, 70/71, 111, 181/185, 214, 216, 220/222, 225/226
– strom 70, 111, 114, 132, 177 ff., 214, 220
– stromversorgung 216, 220
– wechselspannung 183
– wechselstrom 111/112, 114
Anpassung, Anpassungsübertrager, Anpassungswiderstände 41/42, 61, 124/127, 129, 135, 149, 194/195, 199
Antenne 10, 30/40, 44/47, 49, 114
–, abgestimmte 36
Antennen-Eingang UKW 309/310
– -Gewinn 35
– verstärker 297
Antimon 83
Anzeigesystem 294
äquivalenter Rauschwiderstand 308
Arbeits|kennlinie 109, 124, 182/185, 210
– punkt 95, 106, 108, 130/131, 182, 200/201, 234, 261
– -, gleitender 112, 240/241
– steilheit 204
– widerstand 111
Arsen 83
Atom, -aufbau 69, 77/78, 82
Ätzen 174, 176
Audionschaltung 156, 235, 237, 255, 320
Aufdampfungen 171, 176
Ausbreitung der Wellen 22, 51/58
Ausgang kurzgeschlossen 202
Ausgangs|kennlinien 186
– leistung 128, 241/242
– strom 289

Ausgangs|übertrager 125, 129, 135, 183, 230
– wechselspannung 191, 241
– widerstand 194/195, 199, 290
Außen|antenne 30
– widerstand 108, 111/112, 121, 124/125, 130, 135, 186, 195, 243
Aussteuerung, aussteuern 109, 112, 132, 296
Aussteuerungshub 328
Austrittsarbeit 69
Autoempfänger 222, 298
Automatik 209, 293/294, 296, 299
automatische Gittervorspannung 133, 228/230
– Scharfabstimmung 296/297
– Verstärkungsregelung (AVR) 55, 100, 114, 236, 270/272, 286, 290/293
A-Verstärkung 131
AVR s. autom. Verst.-Regelung

B

Bahnwiderstand 172
Balance 284
Ballempfang 57
Band|beschneidung 238
– breite 16/19, 42, 53 ff., 118, 120, 238, 247, 251/252, 296, 300, 303, 305, 307/308
– breitenregelung 298
– filter 114, 117/118, 236, 247
– – kreis 324
– mitte 294, 309
Barium 69
Barkhausen, Prof. Dr. H. 199
– -Formel 199, 206
Basis 140/141, 191/192
– -Bahnwiderstand 170
– punkt, innerer 170
– schaltung, – grundschaltung 190, 192/196, 258, 309, 311/312
– spannung 144/146, 150/151, 167, 186, 201, 232/233, 239, 241
– strom 142/143, 145, 167, 186, 188, 194, 241
– weite 167
Basiszone 142, 167
Baßregister 131
Batterie-Empfänger 214/215
– heizung 212
– leistung 215
– spannung 232
Bedämpfung 41/43, 115, 117, 195, 257, 261, 295, 324/325
Begradigung 289
Begrenzung 176, 303, 318, 321/322
Behelfsantenne 254
Belastungswiderstand 60, 71, 232, 235, 333
Bell, Graham 195
B-Endstufe 238/239
Beregelung der Mischstufe 272
Berührungsgefahr 216
β-Einsfrequenz 172
β-Grenzfrequenz 192
Betastrahlen 68
Betonung 301/302
Betriebs|bereitschaft, sofortige 147
– daten, – werte 107, 200
– spannung 183, 186, 255, 282, 305
– strom 147
Beugung der Wellen 57
Bezugs|punkt, – leitung 64, 99, 106, 191
Bildröhren 110
bipolare Transistoren 178, 186 ff., 191 ff., 196, 202, 244, 317
Blitz 69
Blockschaltbilder 252/254, 331/332
Bodenwelle 53/55
Bor 174
Bordspannung 222
Braun, Prof. Dr. Ferdinand 38, 76, 110
Bredow, Staatssekretär, Hans 9
Breitbandigkeit 250
Bremsgitter 208/209
Brodelgeräusche 333
Brücken|gleichrichter 65/66, 75, 217, 220, 226, 332
– schaltung 153, 159/161, 268, 312, 324
Brumm|beseitigung 72/73, 222, 229

Brumm|frequenz 225
– spannung u_B 220/222, 226/227, 231
– störungen, – ton 72/73, 217, 220, 231, 317
Bündelung 56
B-Verstärkung 113, 132, 238/239

C

Cäsium 69
Charakteristik 94
Charakteristikum, charakteristisch 322/323
Chip 176
Coulombs Gesetz 106
C-Verstärker, C-Betrieb 133

D

Dämpfung 154
Dämpfungs|diode 295
– widerstand 42, 318
Datenverarbeitungs-Anlagen 148, 173
Decoder 331/335
De-Emphasis 302/303, 331, 335
Defektelektronen 60, 80, 82, 164
Definitionen, definieren 103, 175, 198/199
Deformation 284
Demodulation 14, 20, 59, 64, 73/74, 114, 209, 234/235, 238, 243, 301/302, 319 ff.
Demodulations|produkt 331
– spannung 235
– stufe 218, 236, 238, 271
Demodulator 282, 297
– -Kennlinie 321
depletion 180
Des-Akzentuierung 302/303, 323
Detektor 12/13, 27
Dezibel 195
Diamantgitter 79
Dickfilmtechnik 175/176
Differenz|frequenz 127, 157, 248, 266
– -Seitenbänder 333
– signal 329 ff.
diffundieren, Diffusion 87, 91, 93, 142, 166/167, 169, 172, 174, 176
Diffusions|bewegung 166/167, 260
– -Transistoren 167, 172
– -Zonen 174
digital 176
Dimension 197
Diode 74/75, 83, 89, 92/93, 97/98, 101/103, 156, 235, 260, 268, 291, 333
Dioden-Gleichrichtung 235
– -Widerstand 291
Dipol 32/35, 51, 100
direkt geheizte Katode 73
Direktor 35
Diskriminator 297, 321/322
Donator, – atom, – Ion 84, 163/164
dopen 83, 85, 163, 169
Doppel|drehkondensator 253, 262/265, 280/281
– empfang 250
– super 247
– überlagerung 306
– weg-Gleichrichtung 65, 72, 220
Dotation, dotieren 83, 85, 163, 169
Dotierungsstoff 163, 169
d-Pol 179
drain 179
Dreh|kondensator 24, 26, 28/29, 297; → Doppel-Dr.
– schalter 275
Drei-Dioden-Schaltung 292/293
– kreis-Bandfilter 118/119, 254
– polröhre 105, 119, 136, 139; → Triode
– punktschaltung 257/258, 280
Drift, – feld 166/167, 169 ff.
– transistor 167 ff.
Drossel 225
– kopplung 116, 122
– -Typ 180
Drucktasten 275, 298
Dünnfilm-Technik 175/176
Durch|bruch, – schlag 63, 89, 189
– griff, – greifen 146, 197/198, 204, 206, 289
Durchlaß|breite 247, 327
– kurve 247, 305

Durchlaß|richtung 60/61, 142, 261
– strom 90, 97
– widerstand 62, 150
Durchschlag, Durchbruch 63, 89
durchstimmbar 253, 309
D-Verstärker 133
Dynamik(-umfang) 114, 303
dynamische Kennlinie 182, 184, 204
– Lautsprecher 124/125, 135/138, 195
Dynatron-Schaltung 208

E

ECO-Schaltung 258/259
Edelgase 231
Edison, Thomas Alva 67
EDV 173
Eigen|kapazität 115, 118, 170
– leitfähigkeit 82, 163/165
– welle 45, 51
Einbereichsuper 276
eindiffundieren 172
Eingangs|kapazität 170, 172
– -Kennlinienfeld 184/188, 197
– kreis 309
– leitwert 194
– schaltung 302
– -Wechselspannung 191
– widerstand 179, 193/194, 196, 239, 241, 290, 307, 310
einkanalige Wiedergabe 284
Ein|kopplung 323
– kreiser 239
– kristall 83, 175/176
– schaltstromstoß 219
– stellbare Bandbreite 251/252
– stellung 286 ff.
– takt-Endstufe, – schaltung 112/113, 120, 124, 135
– weg-Gleichrichtung 64, 220
Eisenkern 118, 122, 238
eisenlose Gegentakt-Endstufe 244
elektrische Felder 49, 70, 105/106, 178
– Weiche 115, 243
Elektrode 67, 139
elektrolytische Vorgänge 70, 81/82
Elektrolytkondensator 102, 214, 229, 239
Elektronen 24, 60, 68, 70/71, 77/82, 103, 105/106, 145, 164
– -leitung 163
– -Mikroskop 110
– rechner 147/148
Elektronen|relais 104/105
– röhre 9, 67, 104/105
– strahlröhre 38/39, 109/110, 294
– strom 60, 70/71, 81/82, 104/106, 142
Elektronik 67, 148, 211
elektronische Abstimmung 276, 286 ff., 299
elektronische Bremsung 299
elektronischer Eingangswiderstand 307
– Sendersuchlauf 299
elektronische Umschaltung 314/316
eliminieren 335
Emission, emittieren 69, 71, 73
Emitter 140
– folger, – verstärker 188
– (grund)schaltung 141, 190/191, 193, 195/196, 239, 241, 312, 314
– -Rückkopplung 254
– strom 150, 241
– widerstand 150, 229, 238, 289, 333
Empfangs|frequenz f_e 238, 248
– schaltung 234/239, 242/244
– störungen 53/58, 157/158, 300
Empfindlichkeit 23, 104, 287
End|röhre, – pentode 124/125, 135, 181/185, 208
– stufe 120, 124, 128, 152, 195, 241/242
– transistor 240
– verstärkung 114, 120, 124, 195
Energie-Einsparung 112, 147
enhancement 180
Enneode 209, 325
entartetes Halbleitermaterial 260
Ent|dämpfung 154/155, 254/255, 261, 311/312, 317, 324
– kopplungs-Widerstände 330, 332/333

Entzerrungsglied 131, 287, 301/302, 323
Epitaxial-Verfahren 148, 169, 174/175
Erdung 220
Erregungs-Typ 180
Erwärmung 165, 296
Esaki-Diode 260
E-Schicht 53
evakuieren 70
Exponential-kurve, – röhre 164/165, 210

F

Fading 55, 100, 209, 236
Faktor β 195
fallende Kennlinie 206, 261
Faltdipol 34
Fehlstellen 80, 164
Feldeffekt-Transistoren 179/180
Feldstärkeschwankung 55/56, 100, 209, 236, 290/295
Fern|bedienung 297
– empfang 55/57
Fernseh|bereich 56, 309
– bildröhren 71, 110, 216, 218
– empfänger 170, 216/217, 220, 298/299
– tuner 298
– verstärker 176
Fernsehen 57, 104, 110
Ferrit|kerne 28/29, 253
– stab, – antenne 31, 38, 100, 243, 254, 280
Fest|kondensator 295, 314
– körper-Schaltungen 176
– kreis, fest abgestimmt 246, 253, 309
FET 173, 178/180, 192, 211, 281, 317
Filter 73, 266, 331
Flächen|diode 101
– transistor 141, 143, 165 ff.
Flachgleichrichter 63, 75/76
Flanken, steile 247
– gleichrichter 319
Flußrichtung 142
fortissimo 303
Fotozellen 69, 80, 148
Fremdatome 77, 166
frequenzabhängige Glieder 289
Frequenz|abhängigkeit 115, 121, 124, 329
– änderung 302, 318, 320, 325
– band 15/16, 135, 154, 288, 295
– bereiche 53/58, 149, 170
– gang 123, 129, 131, 133, 289
– grenze, obere 125, 149
– hub 19/20, 302
– konstanz 256
– modulation 16/18, 20, 114, 209, 300, 302, 318, 323
frequenzmodulierte Schwingungen 209, 319
Frequenz|umsetzer 57
– variation 248, 262, 275
– verdopplung 328, 331, 333
– verwerfung 272
Frequenz, Wellenlänge 48
F-Schichten 53
Fünf|kreissuper 252/254
– polröhre 136, 208
Funk|amateure 56
– sprechgeräte 175
– technik 9, 67
Funktion 12

G

Gallium 83
– -Arsenid 92, 180
galvanische Kopplung 122, 178, 241
gasgefüllte Röhren 71, 231
Gasphase 175
gate 179
Ge 173
Gegen|gewicht 99
– kopplung 135, 229, 241, 288/289, 310, 312, 333
gegenphasig 128, 134, 231
Gegentakt-A-, -AB-, -B-Verstärker 113, 131/133, 238, 264
– -Flankengleichrichter 321
– -Verstärker 124, 128, 132, 134, 244, 321
gehörrichtige Lautstärke-Einstellung 287
gekrümmte Kennlinie 267

gemischte Kopplung 46, 118, 123
Generator 14, 41, 43
Geradeaus-Empfänger 117, 238
Germanium 59, 75/80, 83, 85, 92, 101, 149/150, 173
– -Diode 12, 74/75, 93
– -Kristallgitter 79, 83/86
geschweifte Kennlinie 206, 261
Geschwindigkeit d. Elektronen 70
Gitter 71, 106/107, 146
– ableitwiderstand 194, 228, 229/230, 240
– -Anoden-Kapazität 260, 310
– -basisschaltung 192/193, 196, 309, 311
– -feld 106
Gitter-Katoden-Kapazität 307
– kreis 115
– spannung 108/109, 131, 181
– spannungs-Kennlinien 185
– spule 311
– strom 106/109, 132/133, 256
– vorspannung 106, 108, 111, 115, 131, 137, 156, 223, 227
Gleichlauf 28/29, 44, 238, 253, 262/265
– punkte 264
– schwierigkeiten 251
Gleichrichter 59 ff., 72/76, 83, 92/101, 156, 216, 218, 220, 243, 319, 323
– -Kennlinie 321
Gleichspannung (Regel-) 291
Gleichstrom|leistung 124, 147
– -Magnetisierung 129
– widerstand 225
gleitender Arbeitspunkt 112, 240/242
gleitende Schirmgitterspannung 211
Glimmstabilisator 231/232
Glühdraht, Glühemission 67/69
Gold 172
G-Pol 179, 194
Graetz-Gleichrichtung 65/66
Grenz|fläche 87/88
– frequenz 100, 125/126, 220/221, 224/225, 291, 335
Grenz|schicht 76, 86/89, 91, 101/102, 164
– – -Dicke 90/91, 102, 260
– – -Temperatur 149
– werte 71, 200
Großsignal-Verstärkung 194
Grund|frequenz 223, 267, 322
– schaltungen 191/196
– vorspannung 292/293

H

halbautomatische Vorspannung 227/229
Halbleiter 75/76, 83, 140
– -Bauelemente 163, 212/213
– -Diode 12, 74, 93, 97/98
– -Gleichrichter 59, 66, 93
Halbwelle 50, 60/61, 64/65, 93, 126, 234
Halbwellen-Heizung 219
Hand|abstimmung 297
– regelung 286
harmonisch 284
Harmonische 130, 251, 266/267, 309, 317
Heavisideschicht 53/54
Heißleiter 152, 219
Heiz|faden 69, 218
– leistung 217
– spannung 217/218, 227
– strom 69, 72, 147, 214, 217/218, 220, 226
– – -Impulse 220
Heptode 208/209, 271
Hertz, Prof. Heinrich 7, 37
Hexode 208/209, 270/271
Hi-Fi-Verstärker, – -Wiedergabe, High Fidelity 287/288, 326
Hochfrequenz 12, 113/119, 155, 235
– diode 98
– -Drossel 115, 243
– eisen-Kerne 29, 236
– -Gleichrichtung 92, 99/101
– -Maschinen 9
– -Pentode 274
– -Siebung 235
– -Transistor 243

Hochfrequenz-Verstärkung 31, 113/119, 236/238, 247
Hilfs|frequenz 239, 246, 248
– spannung 323
– -Trägerfrequenz 328, 331/332
hochinduktive Ankopplung 45/46
Hoch|paß 125/127
– ton-Lautsprecher 125/127, 329
– vakuum-Gleichrichter 66, 71
Höcker 260, 305
homogen 167
Hör|bereich 332
– geräte 148, 175
Hüllkurven-Detektor 332
Huth/Kühn-Schaltung 260
Hybrid-Technik 176

I

I_a/U_g-Kennlinienfeld 106/107, 109
IC 176
identisch 187
i-Material 168/169
Impedanz, – wandler 124, 135, 168/169, 194
– röhre 296
Impulse 39, 104, 134, 222, 332
Impulsheizung 220
Index, Indices 165
indirekt geheizte Katode 73
Indium, – pille 83/84, 101, 141, 167
induktive Abstimmung 276
– Dreipunktschaltung 258
– Kopplung 44, 118, 156, 158
induktiver Außenwiderstand 179
Induktivität 24, 28/30, 32, 45, 115, 176, 243, 276/277, 304, 306/307
Information 283/284
Injektion, injizieren 143, 145
Innenwiderstand 61/62, 137, 195/196, 199, 205/206, 215, 289/290, 308
integrierte Schaltungen 148, 169, 173 ff., 244
Intensitäts-Unterschiede 329
Interferenz, – filter 57, 127, 157
intermetallische Verbindung 180
Intrinsic- oder i-Leitfähigkeit, – -Material 82, 85, 87, 167/168
Ion, Ionenwanderung 80, 82
Ionenröhren 231
Ionisierung, Ionosphäre 52/54, 69
IS 148, 176/178, 222, 244, 333
Isolationsgüte 240

K

„kaltes" Ende 280
Kalt|katodenröhren 69
– widerstand 219
Kanal 180
– verstärker 284
Kapazität 30, 32, 45, 93, 118, 176, 235, 243, 263, 281, 296
–, steuerbare 102, 296
Kapazitäts|abstimmung 28, 276
– variation 28, 262/263, 297
– -(Variations-)diode 102, 296/299
kapazitive Dreipunktschaltung 258, 280
– Kopplung 45, 118
kapazitiver Spannungsteiler 258
– Widerstand 220, 306
Katode 60, 70/74, 122
Katoden/basisschaltung 191/193, 196
– folger, – folgeschaltung, – verstärker 192
– rückkopplung 258
– strom 228/229
– temperatur 71, 73
– widerstand 133, 136, 228, 289
– zuleitung 307
Kehrwert 194, 197
Kennlinien 94/98, 107/109, 131, 181, 200, 206, 260/261, 267, 287
– feld 106/107, 109, 141, 181/182, 184/185, 207
– kippung 270
– knick 131, 210, 234
Kennwerte 195/196
Kernladung 163/164
Klang|bild 287
– blende, – potentiometer, – taste 286/289
– farbe 114, 275
– verbesserung 333

klassische Wellenbereiche 51, 247, 270, 272, 274, 281, 327
Kleinsignalverstärkung 194
Klemmenspannung 215
Klirrfaktor, – grad 130/131, 133
Kniespannung 187
Koaxialkabel 35
Koeffizient 152
Kollektor 140
– -Emitter-Reststrom 144
– -Grenzfläche 142
Kollektor|grundschaltung, – schaltung 192/193, 196, 241, 290
– kapazität 174
– kreis 309
– spannung, – strom 142/143, 145, 185, 188/189, 239, 241
– sperrschicht 166
Kombinationsfrequenzen 131, 267, 270
kommerzielle Technik 16, 176, 211
Kompatibilität 326, 328
Kompensation, kompensieren 87, 151, 230/231
komplementäre Transistoren 244
Komponente 266
Kompromiß 43, 251
konstant, Konstante 196, 221
Konstanz 256
konstruktiv 206
kontaktlose Schalter 173
kontinuierlich 168
konventionell 60, 165, 178
konzentrisch 35
Koordinaten 94, 97, 107, 263
Kopfhörer 10, 12, 21
Koppelspule 312
Kopplung, Kopplungsgrad 40/47, 114/119
Kopplungs|elemente 241
– kondensatoren 99, 115, 121, 134, 240, 322, 335
korrigieren 297
Krachbeseitigung 299
Kraftlinien 38, 105
Kreis|kapazität 306, 310
– spule 304
– widerstand 246
Kristall|detektor 12, 75, 93, 96/97
– gitter 77/78, 80, 84/85
– lautsprecher 125/126
– struktur, – verwachsung 175
– tonabnehmer 239, 241
Kriterium 328
Kühlmaßnahmen 152, 178
Kunstschaltung 242
Kupferoxydul 75
Kurzschluß 62, 127, 211
– -Reststrom 144
– -Stromverstärkungsfaktor 195
Kurzwellen 55, 246, 250, 262, 275

L

Lackfolie 284
Ladekondensator 21, 62, 72, 220/221, 230, 234/235, 241, 333
Ladungsträger 77, 80, 82, 84/87, 144, 308
– -Beweglichkeit 173, 180
– -Bewegungsart, – -Geschwindigkeit 163, 260
Langwellen 53, 117, 246, 263
Lastwiderstand 186, 189
Laufzeit 70, 104, 167/169, 307
– -Unterschied 304, 328/329
Lautsprecher, – stufe, – röhre 10, 124/125, 137, 230, 241/242
Lautstärke 303
– -Einsteller, – Potentiometer 282, 286/287, 291/292
– schwankungen 55, 100, 236
LC-Glied 223/225
L/C-Verhältnis 246
Lebensdauer 147/148, 214
Leerlauf, – fall 62, 65, 198
– -Verstärkungsfaktor 196, 198
Legierungs|schicht 101
– transistor 141
– zusätze 83
Leistungs|anpassung, – ausbeute 41/42
– bedarf 290
– bilanz, – gewinn 131/132, 185
– gleichrichter 98
– hyperbel 184
– transistor 152, 186, 188, 244

Leistungs|verstärkung 15, 124, 143, 146, 195/196
leistungslose Regelung, – Steuerung 106, 110, 179, 209/210
leitende Luftschichten 52/53
Leiter 76, 81
Leit|fähigkeit, Leitfähigkeitsmessung 77, 80
– kreis 127, 251, 280, 333
Leitungs|elektronen 80
– induktivität 304
– mechanismus 82
Leuchtschirm 110/111, 294
Licht|empfindlichkeit 80, 148
– geschwindigkeit 7, 31, 48, 50
– wellen 53, 57
linear 94, 131, 176
Löcher, – leitung, – strom 60, 80/84, 142/143, 163/164
Loftin-White-Schaltung 122
logarithmisch 195, 263, 286, 301
LSI 178
L(inks)- und R(echts)-Signal 326, 330/332
Luftfahrt 175

M

magisches Auge, Band usw. 294
magnetische Elektronensteuerung 110, 216
magnetischer Lautsprecher 124
magnetisches Feld 24, 38, 49, 110
– Streufeld 216
Majoritätsträger 86, 89
Mangelleitung 86, 163
Marconi, Guglielmo 8, 37, 53
Maschinensteuerungen 173
Maskentechnik 171, 174, 176
Masse|leitung, – pol 64, 99, 216/217, 220, 237/238
Massenwirkungsgesetz 85
Matrix, Matrizenrechnung 201, 329/330
– -Decoder 331, 334/335
Maxwell, Prof. James Clark 7
mechanische Abstimmung 298
Mehr|bereichsuper 305
– gitterröhren 198, 204/211
Mehr|heitsträger 86, 89
– kreisempfänger 47, 236/237, 246 ff.
Meißner-Rückkopplung 255/257, 277
Mesa-Transistoren 149, 169/173
Meßbrücke 160/161
Metallgitter 69
Mikrofon 329/330
Mikrofonie 148
Milliamperemeter 294, 296
Minderheits-, Minoritätsträger 86, 90, 92, 142/144
Miniaturisierung 163, 175/176
Miniatur-Transistoren 174
Minimum 172
Misch|frequenzen 333
– röhre 209, 253, 267/272
– steilheit 273
– stufe 253, 266/274, 277/281, 300/312
– transistor 253, 269, 273, 311
– verfahren 272
– vorgang 255
MISFET 173, 180
mitgezogener Oszillator 325
Mitkopplung 154, 311/312
Mittelwellen 54, 246, 262, 275, 308
Modulation 11, 14/15, 113, 267, 272, 300/301, 328
Modulations|frequenz 302
– grad, – index 19/20, 303
– inhalt 302/304, 306
monaural, monofon 284
Mono-Empfang, – Empfänger, – modulation, – signal 326/327, 335
– wiedergabe 275, 284
MOSFET 173, 180, 211, 317
MOS-Technik 178
Motor-Abstimmung 298/299
Multiplex-Signal 327, 331/333
multiplikative Mischung 266, 270/273, 325

N

Nach|entzerrung 302, 331, 335
– stimmvorrichtung 253, 296

Nahschwundzone 55
Nanometer 260
negative Rückkopplung 288
– Spannungsangaben 140
– Widerstände 261
Neon 232
Nestel, Prof. Dr.-Ing. Werner 18, 112
Netz|anschluß 65, 99, 216/222
– spannungs-Gleichrichtung 63, 72/73
– werk 288/289
9-kHz-Sperre 127
Neunpolröhre 207, 209
Neutralisation, Neutralisieren 153, 159/161, 205, 268, 288, 310, 314/316
Neutralisierungs-Kondensator 295
Neutrodon 314
Newi-, NTC-Widerstände 152
n-Germanium 84/85
nichtlineare Schaltelemente 92, 94, 266
– Verzerrungen 131
Niederfrequenz-Spannung 12, 98/100, 156, 239/243
– -Verstärkung 113/114, 120 ff., 128, 178, 235/240, 282/285
niederohmige Regelleitung 295
n-Kanal 180
n-Leitfähigkeit 83/86, 163/164
ni-Übergang 168
n^+-Dotierung 180
Nonode 207, 209, 325
npn-Transistor 139/140, 145, 190
Nutz|effekt, – leistung 112, 146
– sender 304
– widerstand 42, 125
Nuvistor 211

O

Oberflächen-Vorgänge 148
Ober|schwingungen, – wellen 33, 130, 223, 251, 266/267
– strichleistung 303
offener Schwingkreis 32, 49
Ohr-Empfindlichkeit 287
Oktode 207, 209, 271/272
optimal, Optimum 32, 320
Ordinate 95, 97
Original 280
– getreues Klangbild 302
Ortsempfang 252
Ortungsmöglichkeit 328/329
Oszillator 133, 155, 255/262, 296
– -Röhrensystem 253, 271/272, 282
– schaltung 255/262, 264/265
– schwingkreis 255/262, 268, 311/312
Oszillograf 110, 294
Oxydschichten 173 ff.

P

Paarbildung 82, 148, 164
Padding 264, 278
paradox 60
Parallel|kondensator 264
– lauf 262, 264
– schaltung 124, 129, 214/215, 217, 276/277
– schwingkreis 24
– trimmer 236, 312
Parameter 107, 181, 186, 201/203
Pendel|audion, – frequenz, Pendler 320
Pentode 136, 184/185, 199/200, 207/208, 268/269, 307/308, 318
Pentoden-Charakter 179, 185
periodisch 321
Permeabilität, Permeabilitäts-abstimmung 28, 38, 276
p-Germanium 84/85
p-Schicht 141
Phasen|abweichungen 323
– differenz 322
– diskriminator 321/322
– drehung (Röhre) 135, 204
– korrektionsspule 312
– lage 154, 159, 306, 312, 322, 328
– modulation 16
– richtig 328
– starre Zusatzspannung 325
– umkehrung 134, 244, 330
– verschiebung 220, 307
– verzerrung 306, 327
Phosphor 83

physiologische Einstellkurve 287
pianissimo 303
Pilot|frequenz 327
– ton (– -verfahren) 326/328, 331/335
Planar|transistor 148, 173/175
– -Epitaxial-Transistor 174
p-Leitfähigkeit 83/84, 163
pnp-Transistor 139 ff., 187, 190
pn-Übergang 140, 173
Polarisation 51/52
Potential|gefälle, – verlauf 88/91, 164
– wall 69
Potentiometer 144, 298, 333
Prasselgeräusche 333
Pre-Emphasis 301/302
Primär|spule, – wicklung 44, 125, 292
primitiv 175
proportional 20
Punktkontakt-Diode 93, 98, 139

Q

Quadrant 190
Quarz 173
quasioptische Wellen 57
Querstrom 151

R

Radar 39, 110
räumliche Schallwiedergabe, Schallbild 283/284
Rahmenantenne 38/39
Ratiodetektor 178, 322/325, 331, 333
Raum|fahrt, – fahrzeuge 51, 148, 175
– lade|gitter 294
– – schicht 88, 91
– ladung, – – wolke 70, 105, 179, 198, 205, 272, 294, 307
– wellen 53, 56
Rauschen 31, 148, 179, 273/274, 301, 308/309
Rausch|freiheit 309
– zahl 173
RC-Glieder 125, 223/225
RC-Kopplung 121, 240/241
reduzieren 164
Reflexionen 35/36, 53/54, 304
Reflex|prinzip, – schaltung 242/243
Regel|gitter 210, 291
– glied 291
– größe 286
– leitung 290/293, 295
– potentiometer 242
– röhre 180, 209/210, 286, 294
– spannung 100, 210, 271, 290/291
Regelspannungs-Diode 241, 295/296
Regelung 210, 286/296
Register 288
Reichweiten 53/54
Reihen|kondensator 263/264
– schaltung 218, 276/280, 305
– schwingkreis 24, 27, 127
Reinheitsforderungen 76/77
Reiseempfänger 243, 280, 298
Rekombination 80, 142, 164
Rekristallisation 77
Relais 335
reproduzierbar 170
Resonanzen 123
Resonanz|frequenz 24, 26/27, 268, 322
– kreis 268, 307
– kurve 25, 238, 320
– spitze 118
– transformator-Kopplung 116
– verstärkung 120
– widerstand 41/42, 116, 153/154, 246/247, 307
Rest|spannung 186, 225, 227, 231
– strom 144, 173
resultieren 116
Reziprokwert 194, 197
Richt|antenne, – strahler 56
– spannung 64, 156, 291
– strom 94
– verstärkung 234/236
– wirkung 35/36, 39, 304
Richtungs|bestimmung, – hören 328/329
Rieggerkreis 322/323
Rillendeformation 284

RL-Glied 223/224
Röhren 43, 67, 70, 82, 124, 145, 149, 204/212, 234/239
– bezeichnungen 211/212
– diode 74, 93, 101
– geräte 214, 218/220, 282, 289/294, 305/308
– gleichrichter 59, 66
– heizung 217/220
– rauschen 273, 308
– super 255/260, 282, 290/293, 305/308
– verstärkung 43, 118
Rück|kopplung 153/154, 156/158, 238, 243, 253/260, 288
– wärtsregelung 293
– wirke-Kennlinien 190
– wirkung 149, 158/159, 179, 185, 192, 198, 203, 205, 293, 309
Rückwirkungsfreiheit 211

S

Satelliten 8, 40, 51
Sättigungsstrom 109
Sauerstoff 173
Schalenbau der Atome 77/78
Schall|bild 283
– druckunterschiede 329
– leistung 125
– platten-Aufnahme, – -Wiedergabe 104, 120, 282
– -Verstärker 238
Schalt|buchse 283
– element, nichtlineares 266
– frequenz 333
Schalter 173, 275
– verfahren (Stereo) 332
Schalttransistoren 175
Scharfabstimmung, selbsttätige 102, 296 ff.
Scheinwiderstand 124, 135
Schirmgitter 185, 206/209
– rauschen 303
– röhre 162, 206/209
– spannung 205/208, 318
– strom 206
Schleifendipol 34
Schutz|gitter|röhre, – – strom 205/206, 231
– widerstand 238
Schwebung, Schwebungsnull 157
Schwellenwert 292, 295
Schwing-Grenzfrequenz 172
– kreis 23/26, 32, 38, 41, 114/119, 261, 333
– spule 125, 135, 195
Schwingungserzeugung 133, 153/155, 208, 222, 234, 255, 260
Schwunderscheinungen 55/56, 290
Sechs|kreis-Super 254
– polröhre 209, 270
Seiten|bänder, – frequenzen 15/17, 120, 303, 327, 333
– information 283/284, 326, 330, 332
Sekundär|elektronen 206/208
– kreis, – spule 44, 125, 322/323
Selbst|baugerät 235, 239
– erregung 155, 157/158, 238, 247, 251
– induktion 225, 323
– pfiff 251
selbst|schwingende Masten 36
– -Mischstufe 253, 305
– tätige Regelung 286/287, 296
– -Umschaltung 335
Selektion 121
Selen, – gleichrichter 63, 75, 92, 101
– diode (Spezial-) 233
Sende|antenne 11, 31
– energie 236
– röhren 71
Sender 10, 14, 104, 155, 261
– abstand, – dichte 127, 236
– suchlauf 286, 298/299
– verstärker 133
Serien|heizung 212, 218/220
– kondensator 280
Servomotor 286
Si 173
Siebenpolröhre 209
Sieb|faktor 224/226
– glieder, – kette, – mittel 27, 64/65, 72/73, 214/215, 223, 225/227, 230, 291

Siebkondensator, – widerstand 100, 206, 225, 235
Signal 15, 73, 104, 108, 148, 191, 308, 335
– -Grundschaltungen 191/193
– quelle 194
– spannung 319, 323
– (wechsel)-strom 195, 211, 215
Silizium 59, 75/80, 83, 92, 101/103, 149/150, 173, 176
– -Dioxyd 173
– -Gleichrichter 220
– -Oxydschicht 180
– -Transistoren 173/175
Sinusform 317
Sockelarten 212
Soll|größe 286
– -Lautstärke 286
source 179
Spannungs|abfall 189, 225, 229, 231, 241, 294
– bauch, – knoten 33
– differenz, – gefälle 87/88, 142
– festigkeit 240
– -Gegenkopplung 289
– impuls 134
– schwankungen 114, 320
– spitzen 64
– stabilisierung 231/233
– teiler 137, 150/152, 239, 311
– – -Verhältnis 258
– verdoppler 243
– verstärkung 143, 196, 200
– vervielfacher 67
Spar|schaltung 112, 239/242
– transformator 41, 43/44, 123
Speisespannung 232
Sperrbereich 296
Sperre 309
Sperr|effekt 260
– kreis, – -kopplung 116/117
– phase 60, 63
– richtung 89/92, 97, 142
– schicht 88/89, 92, 102, 141/142, 178, 180, 260
– – breite 91, 102
– – kapazität 296/297, 318
– – temperatur 103
Sperr|schwinger 320
– spannung 63, 189, 296/297
– strom 90, 93/94, 97, 102/103, 150, 232
Spezialtypen 136, 149
Spiegelfrequenz 249/250
Spitzen|diode 93, 97/98
– spannung 62/63, 65
– transistor 139/141, 165, 192
s-Pol 179
spontan 80
Sprech|leistung 112, 114, 124, 183/184, 195, 243
– wechselstrom 135
Spulen 243
Squelch 299
Stabantenne 37
Stabilisator|diode 232/233, 314
– zelle 233, 295
stabilisierte Spannungen 103, 232, 298
Stabilisierung von Transistoren 147, 152/153
Stabilisierungs-Widerstände 318
Stahlröhrenserie 212, 307
Standard 312
Stationstasten 298
statische Abstoßung, – Anziehung 109/110
– Kennlinien 108, 182/185, 205
– Lautsprecher 125/126
– Schirmung 192, 205
statistische Schwankungen 308
Steigung, ungleichmäßige 210
steile Flanken 247
Steilheit 179, 197, 204, 206, 210, 289, 308
Stellglied 286, 289
Stereo-Doppelpotentiometer 287
– empfang 303
– empfänger 327, 331
– fonie, stereofon 283/284
– -Rundfunk 326
– -Schallplatten 283
– signal 326
– wiedergabe 275, 283, 327
Steuer|elektroden 179

Steuer|gitter 105, 109, 146, 179, 209/210, 234
– leistung 106, 146, 194, 244
– spannung 104, 106, 111, 131, 143, 179/180, 183, 191, 204, 307
– strom 106, 139, 143, 229, 294
Steuerung 191
Stockholmer Plan 300
Störanfälligkeit 216
– atom 76
– befreiung 99, 300
– schwingungen 238, 282
– sender 304
– stellenleitfähigkeit, – – leitung 163/164
– strahlung 155
Störungen (Empfangs-) 53/58, 157, 303/304, 322
Stoßbelastung 215
Strahlführung 110
Strahlungswiderstand 31/32, 34
Strom|bauch, – knoten 33
– dichte 92
– gegenkopplung 229, 289
– kopplung 45, 48
– pfad 180
– richtung 60, 140, 165
– versorgung 214/233
– verstärkung 143, 145, 191/193, 196
– – sfaktor 172
– wärme 91, 98, 150
Stufen|mehrbedarf (UKW) 307
– verstärkung 195
Stummabstimmung 299
Substrat 180
Suchlauf 299
Summen|schwingung 266
– signal 327/328, 329/335
– spannung 322
Super|generativ-Schaltung 320
– het(erodyne)-Empfänger 113, 117, 133, 155, 238, 246/274, 321
– position 239, 266
symmetrisch 249, 321
symmetrischer Verhältnis-Gleichrichter 325
synchronisieren 328
Synchronlauf 284

T

Tal 261
Taschenempfänger 254
Tastenschalter 275
Telegrafiesender 9
Telstar-Satellit 40, 148
Temperatur 69, 77, 79, 85, 201
– abhängigkeit 80, 97, 144, 149/150, 164/165, 180, 201
– koeffizient 152, 219
Tetrode 205/209
theoretisch 198
thermische Bewegung 79, 84
thermisch erzeugte Ladungsträger 164
Thermokompression 172
Thomsonsche Schwingungsformel 28
Tief|paß 98, 100, 127, 223, 227, 235, 288, 291, 298, 335
– ton-Lautsprecher 127
Toleranzen 107, 196
Ton|abnehmer 284
– band, – träger 104, 120, 282, 284
– blende 131
– film 104
– frequenz 12, 51, 73, 114, 120, 125
Torus 52
tote Zone 55
Träger|frequenz, – welle 14/15, 303, 328
– injektion 188
trägheitslose Steuerung 104
Transformator 42, 64/65, 104, 222, 241
– kopplung 116, 122/123
transformatorlose Gegentakt-Endstufe 136/138
Transistor 9, 43, 67, 75, 80, 83, 100, 106, 112, 122/124, 139/140, 143, 150/153, 162/180, 185/196, 214/215, 222, 238/244, 311/318, 333/335
– beregelung 180, 294/295
– bezeichnungen 212/213

Transistor|empfänger, – gerät 64, 113, 118, 128, 214/215, 232/233, 238/244, 280/281, 295/296, 305
– formel 146
– gehäuse, – fassung 176, 178
– kennlinien 185/190
– prüfung 144
Transistor|schaltungen 238, 269
– -Schwingschaltungen 257/260, 269, 273
– -Umformer 222
transponieren 246
Treiber|stufe, – röhre, – transistor 132, 239, 244, 254
Trenn|kondensator 234
– schärfe 27, 114, 118, 154, 236
– widerstand 330
Trimmer 29, 118, 253, 276, 295, 311
Triode 105, 119, 123, 136, 139, 156, 159, 162, 185, 195, 198, 204, 294, 305, 308
– -Hexode, – -Heptode 271, 278
Trioden-Kennlinien 181/182
Trockengleichrichter 59, 63, 72, 220/221
Tuner 148
Tunneldiode 180, 208, 260/262
Typen|bezeichnungen, – schlüssel 211/213

U

Über|brückungskondensator 229
– kompensation 93, 101, 126, 141, 312
– koppelt, – kritisch gekoppelt 118
– lagerung, – s-Empfänger 54, 57, 130, 157, 239, 246/274
– lastung 62, 71, 129, 149, 232
– schußleitung 86, 163
– sprechdämpfung 332
– steuerung 109, 318
– trager, – kopplung 35, 43, 122/123, 130, 133, 135, 194/195, 230/231, 240
UHF-Tuner 148
UKW-Baustein 281/282, 305, 308
UKW-Baustein-Bereich 17/18, 31, 57, 118, 238, 246, 251, 273, 281, 298, 300/318
– -Drossel 314
– -Empfang 281/282
– -Filter 306/307
– -Röhren 195, 307/308
– -Sender 300/304, 328
– -Super 309/318
– -(Transistor-)schaltungen 192, 311/318
– -Vorstufen 217, 306, 309/311
– -Zf-Kanal 118, 281
Ultrakurzwellen 190, 194, 250, 281
Ultraschallschweißung 172
Umgebungstemperatur 97, 149, 201
Umschaltung 274/282, 305/306, 312, 314, 335
undotiertes Material 85
ungedämpfte Schwingungen 14, 256, 261
unipolare Transistoren 178, 191
unsymmetrischer Verhältnis-Gleichrichter 325
unterdrückter Hilfsträger 328
Unterdrückung von Störsendern 304
unverzögerte Regelspannung 292
Urandioxyd, Urdoxwiderstand 218/219
UV-Licht 173
UV-Strahlen 52

V

Valenzelektronen 78, 84
Varaktor 102, 296, 298
Variante 162, 293, 322, 331
Variation 28, 248
Variations|bereich 258, 262/263
– verkleinerung 264
Varicap 102
Variometer 26
Ventil (elektrisches) 59/60
Verbindungsleitungen 304/305
Verbraucher 40/41, 43, 60, 62, 72
Verbundröhren 209, 212, 231
Verhältnis|detektor, – gleichrichter 322/325

Verkopplung 215, 238
Verkürzungskondensator 264, 278
Verluste 42, 114, 153/154
Verlust|leistung 185
- wärme 112, 128, 132, 152, 241
Verstärker 132/133, 238/240
– kanäle 284, 327
- röhren 70/71, 73, 101, 104 ff.
– schaltung 238/242
Verstärkung 67, 104/106, 120, 143, 185, 191, 193, 195/196, 205/206, 209/210
–, regelbare 210/211
Verstärkungs|faktor 198
– regelung, automatische 55, 100, 114, 236, 270/272, 286, 290/293
Verzerrung(en) 109, 129/133, 135, 208, 210/211, 229, 241, 268, 289, 291/292, 294
Verzerrungsvermind. 241, 291
verzögerte Regelung 292, 295
Verzögerungsspannung 292/293
Video 176
Vierpol 42/43, 104/105, 139, 153, 201/203, 242, 255
– -Matrix 201/202
Vierquadr.-Kennlinienfeld 189
Vollweg-Gleichrichtung 65
Vor-Entzerrung 301/302
– magnetisierung 123, 129, 231
– schalt/kondensator 220
– – widerstand 220
– spannung 95, 126, 214, 234, 292
– – serzeugung 227/230
– teile des Supers 251
– – der Transistoren 147/148
– verstärkung 301
– wärtsregelung 293
– widerstand 218/220, 231/232

W

Wärme 69, 79, 147
– abstrahlung 71
Wechselstrom-Generator 60, 72
– leistung 124
– -Netzempfänger 216, 220
– -Netzteil 225/228
– widerstand 115, 121/122, 194
Wehneltzylinder 110
Wellen|bereiche 48, 113, 127, 274
– länge/Frequenz 48
– widerstand 34
Welligkeit 65, 98
Wertigkeit 78
Wheatstonesche Brücke 66, 160
Widerstand, pos., neg. 261
Widerstands|gerade, – kennlinie 182/183, 186
– kopplung, – verstärk. 121, 134
– rauschen 308
Wirkleitwert 307
Wirkungsgrad 34, 36, 41, 51, 132/133, 303, 322
Wolfram 69

X

XY-Stereofonie 329

Z

Zahl der Ladungsträger 85/86
Zählrichtung 61, 165/167
Z-Diode 103, 232
Zeit|konstante 223/224, 240, 291, 295, 301/302, 323, 335
– multiplex-Verfahren 332
Zener|spannung, – strom 103, 232
Zerhacker (-umformer) 222
Zf-Bandfilter 247, 306
– -Leitkreis 280
– -Sperre 251
– -Teil 243, 262
– -Verstärker 305, 322
Zimmerantenne 30, 57
Zusatzkapazität 262
Zwei|deutigkeit (Super) 248/249
– kanal-Verstärker 284/285
– kreiser 236/238
– pol, aktiver 260
– – röhre 74
– weggleichrichtung 64/65
Zwischen|basisschaltung 192, 310
– frequenz (Zf) 113/114, 117/118, 243/244, 246/254, 312/317, 321
– kreis 311/312

Das bewährte einführende Lehrbuch:

Die elektrischen Grundlagen der Radiotechnik

Taschenlehrbuch für Fachunterricht und Selbststudium

Von Ingenieur **Kurt Leucht**, Studienrat

9. Auflage

272 Seiten mit 169 Bildern, 175 Merksätzen,
93 Aufgaben mit Lösungen und 313 Fragen

Kartoniert 7.90 DM, in Plastikeinband 9.80 DM

Das große Gebiet der Funk- und Fernsehtechnik, der Elektronik und der Randgebiete wächst von Jahr zu Jahr weiter ins Unermeßliche. Um die Vielzahl der Vorgänge verstehen zu können, ist es notwendig, daß jeder, der in diesen Gebieten arbeitet, die elektrischen Grundlagen sicher beherrscht. Diese elektrischen Grundlagen müssen jedoch von der allgemeinen Darstellung der Starkstromtechnik abweichen und auf die Radiotechnik zugeschnitten sein. So entstand dieses Buch im Unterricht der Landesfachklassen der Radio- und Fernsehtechniker in Stuttgart. Besitzt ein Radiotechniker solide Grundlagenkenntnisse, so zeigt die Erfahrung, daß er dann in der Lage ist, in die vielen guten Fachbücher leicht einzudringen. Die meist kurzgefaßten Grundlagen der weiterführenden Bücher können immer als Wiederholung dienen.

Das vorliegende Buch soll insbesondere dem Radio- und Fernsehtechnikerlehrling im Berufsschulunterricht und bei der Arbeit helfen. Vielleicht kann dieses Buch auch bei manchem Praktiker mit viel Erfahrung Lücken im Wissen schließen und eventuell die Vorbereitung auf Prüfungen erleichtern. Weiterhin können diese Grundlagen den Amateuren helfen, die Wirkungsweise der Teile, mit denen sie umgehen, zu verstehen. Hierdurch haben sie die Möglichkeit, ihre technischen Erfolge sicherer und zielbewußter zu erringen.

Beiden Ausgaben ist ein Lösungsheft beigegeben, das die Lösungen der 93 Aufgaben enthält.

Dieses Buch eignet sich zum Grundstudium vor dem Durcharbeiten des „Lehrgang Radiotechnik" und zur Wiederholung.

FRANZIS-VERLAG · MÜNCHEN

Das bewährte einführende Lehrbuch:

Funktechnik ohne Ballast

Einführung in die Schaltungstechnik der Rundfunkempfänger mit Röhren und mit Transistoren

Von Ingenieur **Otto Limann**

10. Auflage (71. bis 80. Tausend)

340 Seiten mit 560 Bildern und 8 Tafeln

In Linsoneinband 19.80 DM

Infolge der ständigen Weiterentwicklung der Rundfunktechnik und Elektroakustik, insbesondere durch die Einführung der Transistoren und des Stereo-Verfahrens, mußte der Inhalt dieses Buches gegenüber früheren Auflagen vollständig neu bearbeitet werden. Dabei wurde auch die vordem in einem Anhang behandelte FM- und UKW-Technik organisch eingebaut und ein Kapitel über Phono- und Tonbandgeräte hinzugefügt. Selbstverständlich ist die Transistortechnik ausführlich berücksichtigt und ferner sind Kapitel über die Stereo-Nf-Technik und die Hf-Stereofonie aufgenommen worden.

Entsprechend dem Titel *Funktechnik ohne Ballast* wurde rücksichtslos alles Veraltete ausgemerzt, um den heute ohnehin überforderten Anfänger nicht mit überholten Verfahren und Schaltungseinzelheiten zu belasten.

Ferner wurden die elementaren Grundlagen und rein theoretische Betrachtungen aufs äußerste beschnitten, denn das Werk soll kein Lehrbuch der Elektrotechnik sein – hierfür gibt es genügend andere Bücher –, sondern auf kürzestem Wege in die Schaltungstechnik der Rundfunkempfänger einführen. Die Schaltungsbeispiele wurden daher sehr sorgfältig aus Industrieschaltungen ausgewählt und kommentiert.

Dieses Buch sollte von allen an der Radiotechnik Interessierten studiert werden, die die praktische Schaltungstechnik kennen und beherrschen wollen.

FRANZIS-VERLAG · MÜNCHEN

76 Bastelpraxis Band II. Theoretische und praktische Grundlagen (Diefenbach). 7. Aufl. DM 2.90.

77/77a Der Selbstbau von Meßeinrichtungen für die Funkwerkstatt (Nieder). 6. Aufl. DM 5.60.

79/79a Bastelpraxis Band III. Praktischer Aufbau von einfachen Prüfgeräten und Empfängern vom Detektor bis zum Super, dazu Verstärker, KW- und Zusatzgeräte (Diefenbach). 7. Aufl. DM 5.60.

80/80b Das Spulenbuch – Hochfrequenzspulen (Sutaner). 6. Aufl. DM 7.90.

81/83 Die elektrischen Grundlagen der Radiotechnik (Leucht). 9. Aufl. DM 7.90.

84 Fernsehantennen-Praxis (Mende). 10. Aufl. DM 2.90.

85 Hi-Fi-Schaltungs- und Baubuch (Kühne). 7. Aufl. DM 2.90.

86/87 Berufskunde für Radio- und Fernsehtechniker und verwandte Berufe (Rose). 3. Aufl. DM 5.60.

88 Schliche und Kniffe für Radiopraktiker Teil II (Kühne). 5. Aufl. DM 2.90.

89/90a Autoempfänger (Manzke). 2. Aufl. DM 7.90.

91/92 Superhet-Empfänger mit Röhren und mit Halbleitern (Sutaner). 3. Aufl. DM 5.60.

93/94 Transistorschaltungen für die Modellfernsteuerung (Bruß). 6. Aufl. DM 5.60.

95/96 Fotozellen und ihre Anwendung (Beitz/Hesselbach). 3. Aufl. DM 5.60.

97/98 Kleines Stereo-Praktikum (Kühne/Tetzner). 4. Aufl. DM 5.60.

99 Wie arbeite ich mit dem Elektronenstrahl-Oszillografen? (Sutaner). 6. Aufl. DM 2.90.

100 Daten- und Tabellensammlung für Radiopraktiker (Mende). 3. Aufl. DM 2.90, in Vorbereitung.

101/102 Elektronische Orgeln und Ihr Selbstbau (Böhm). 4. Aufl. DM 5.60.

103 Die Wobbelsender (Sutaner). 3. Aufl. DM 2.90.

104 Transistorsender für die Fernsteuerung (Bruß). 4. Aufl. DM 2.90.

105/05b Lautsprecher und Lautsprechergehäuse für HiFi (Klinger). 5. Aufl. DM 5.60.

106/07 Netztransformatoren und Drosseln (Klein). 3. Aufl. DM 5.60.

108 Amateurfunk-Superhets (Gerzelka). 2. Aufl. DM 2.90.

109/10 Transistor-Amateurfunkgeräte für das 2-m-Band (Reithofer). 3. Aufl. DM 5.60.

111/12 Meßinstrumente und ihre Anwendung (Köhler). 3. Aufl. DM 5.60.

113 Elektronische Experimente (Büscher). 3. Aufl. DM 2.90.

114 Halbleiter-Experimente (Kleemann). 2. Aufl. DM 2.90.

115/16 Elektronische Schaltungen mit Fotozellen (Hennig). 2. Aufl. DM 5.60.

117/18 Einseitenbandtechnik für den Funkamateur (Hillebrand). 2. Aufl. DM 5.60.

119/20 Gedruckte Schaltungen (Sutaner). 2. Aufl. DM 5.60.

121/23 Bastelpraxis Band IV. Transistorpraxis (Diefenbach). 2. Aufl. DM 7.90.

124/25 Technische Akustik (Klinger). 1. Aufl. DM 5.60.

126/27 Betriebstechnik des Amateurfunks (Henske). 2. Aufl. DM 5.60.

128/30 Meßsender, Frequenzmesser und Multivibratoren (Sutaner). 1. Aufl. DM 7.90.

131/33 Elektronische Grundschaltungen (Schweigert). 2. Aufl. DM 7.90.

134/35 Kleines Halbleiter-ABC (Büscher, Wiegelmann). 2. Aufl. DM 5.60.

137/40 Farbfernsehen (Welland). 2. Aufl. DM 10.80.

141/42 Dipmeter mit Röhren, Transistoren und Tunneldioden (Reithofer). 2. Aufl. DM 5.60.

143/44 Stereo-Decoder, Funktion und Schaltungstechnik (Ratheiser). 1. Aufl. DM 5.60.

145/46 Transistor-Gleichspannungswandler (Schweitzer). 1. Aufl. DM 5.60.

147/52 Erfolgreicher Fernseh-Service. Taschen-Lehrbuch der Fernsehempfänger-Reparaturtechnik (Lummer). 2. Aufl. DM 15.80.

electronic-bauBücher heute und morgen

301/03 Nf-Elektronik (Sabrowsky). 2. Aufl. DM 7.90.

304/06 Transistor-Schaltverstärker (Sabrowsky). 2. Aufl. DM 7.90.

307/09 Elektronische Schranken und Wächter (Sabrowsky). 2. Aufl. DM 7.90.

310/12 Thyristor-Schalter und -Regler für den Heim- und Werkstattgebrauch (Sabrowsky). 1. Aufl. DM 7.90.

313/15 Elektronische Hilfsgeräte für den Heim- und Werkstattgebrauch (Sabrowsky). 1. Aufl. DM 7.90.

316/18 Digitale Experimentier-Bausteine (Sabrowsky). 1. Aufl. DM 7.90.

JACOBS, FERDINAND

Lehrgang Radiotechnik Band II

7. Auflage

24/25a

Dreifach-Band

Das elektronische Fachgebiet, vom Rundfunk über das Fernsehen bis zur Computertechnik, erlebt eine sich fast überstürzende Entwicklung. Hier kann man nur Schritt halten, wenn die Grundlagen gesichert sind. Band I dieses Lehrgangs vermittelte daher die notwendigen Grundkenntnisse oder frischte sie zumindest auf und ergänzte sie: Modulation und Demodulation, Abstimmung und Antenne, Ausbreitung der Wellen, Gleichrichtung und Verstärkerröhren, Halbleiterwerkstoffe und Wirkungsweise des Transistors wurden behandelt, anschließend eine Übersicht der verschiedenen Verstärkerschaltungen und schließlich ein Vergleich zwischen Transistor und Röhre gebracht.

Darauf aufbauend vertieft der vorliegende Band II die Kenntnis der verschiedenen Transistor-Ausführungen, um anschließend auch die Verstärkerröhren noch eingehend zu erläutern. Es folgen die verschiedenen Empfangs- und Verstärkerschaltungen, nebeneinander mit Röhren und Transistoren erläutert, unter besonderer Berücksichtigung der vorherrschenden Superhet-Schaltung. Daran schließen der UKW-Bereich und der Stereo-Rundfunk an.

Wer sich die hier dargelegten Grundlagen aneignete, hat die Möglichkeit, seine Kenntnisse in beliebigen Richtungen weiter auszubauen. Mit seinem ausführlichen Stichwortverzeichnis bildet dieses Buch auch weiterhin ein wertvolles Nachschlagewerk.

Schon 1924 verkaufte der Verfasser seine ersten Detektorapparate und einige Röhrenempfänger in München und Umgebung. Nach eingehender Beschäftigung mit der Materie begründete er 1926 in seiner mitteldeutschen Heimatstadt ein eigenes Radiogeschäft, zuerst in der Hauptsache mit ausgedehnter Bastlerberatung, später mit der ersten Reparaturwerkstätte in der Kreisstadt. Sie blieb die größte und besteingerichtete Werkstatt, und der Verfasser war der „Funkberater" des Stadtkreises. Seine Erfahrungen fanden in Fachveröffentlichungen ihren Niederschlag.

Nach dem Wiederaufbau widmete er sich erneut der Reparatur, und neben der Ausbildung von Lehrlingen wurde die fachschriftstellerische Tätigkeit fortgesetzt. Später, nach Übersiedlung in die Bundesrepublik, war der Verfasser etliche Jahre in der Industrie tätig, und er unterrichtete dann auch einige Jahre an einer Technikerschule.

Seine Erfahrungen aus der Praxis, insbesondere auch bei der Ausbildung von Lehrlingen, aber auch die von der Technikerschule sind ihm Richtschnur für den Aufbau des vorliegenden Lehrgangs gewesen.

RADIO-PRAKTIKER VFM BÜCHEREI